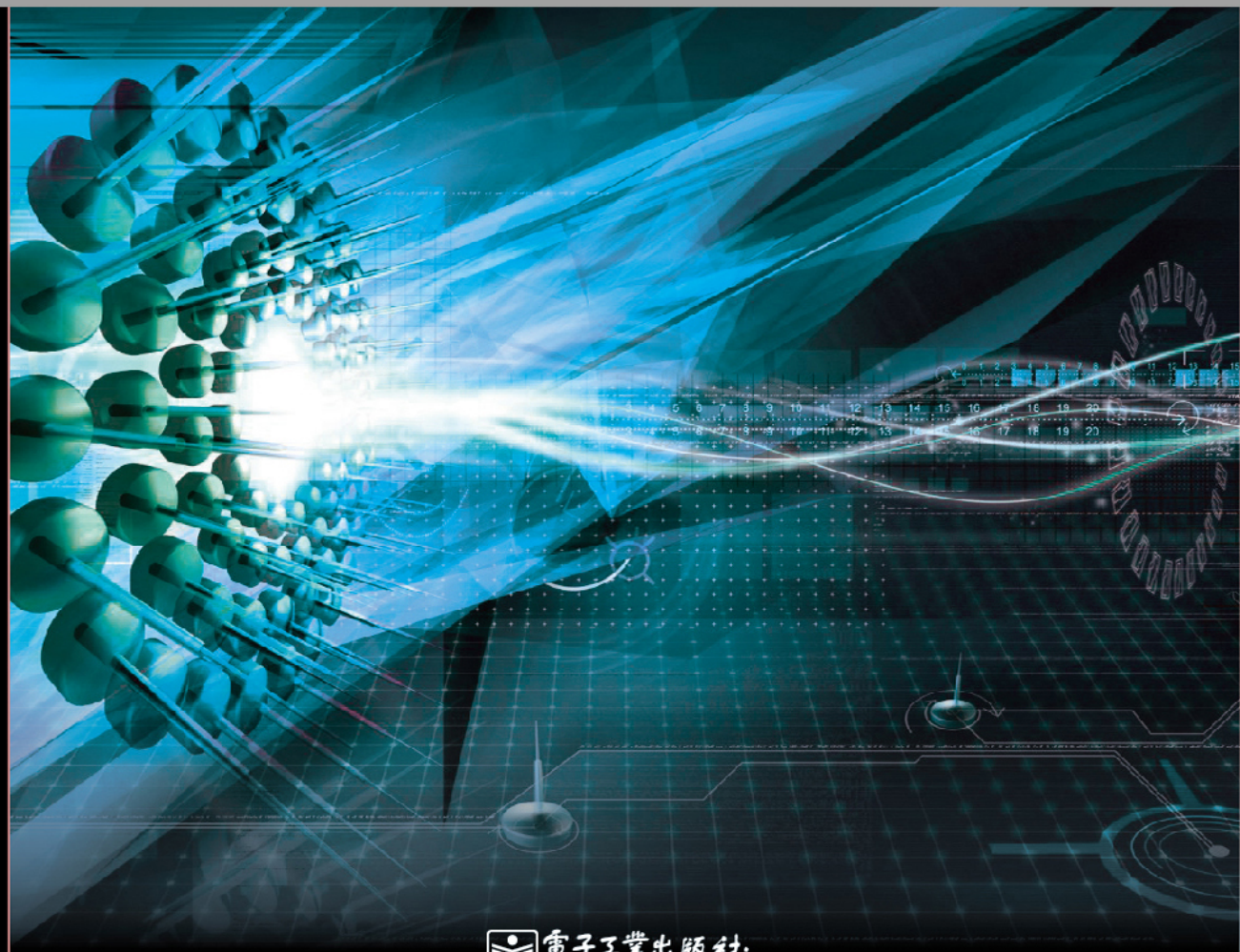


高等院校精品教材系列

机电一体化系统设计

◎ 张保成 主编



电子工业出版社
PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY
<http://www.phei.com.cn>

高等院校精品教材系列

机电一体化系统设计

张保成 主编

電子工業出版社

Publishing House of Electronics Industry

北京 • BEIJING

内 容 简 介

本书详细地介绍了机电一体化系统的功能、构成、原理和机电一体化的共性关键技术,并系统地介绍了机电一体化系统中机械系统、伺服驱动系统、检测系统、控制系统的设计方法。最后通过典型机电一体化产品的实例,进一步阐述了机电一体化系统设计的分析与综合。

全书共7章,第1章绪论;第2章机械系统设计;第3章传感检测系统选择与设计;第4章控制系统设计;第5章伺服系统选择与设计;第6章机电一体化系统机电有机结合分析与设计;第7章典型的机电一体化装置。全书内容清晰、结构紧凑、实用性强。为了方便教师课堂教学和学生学习,本书配有PPT等教学资源,相关章节配有思考题。

本书可作为普通高等院校机械电子工程、机械设计制造及其自动化、数控机床、汽车等相关专业的教材,也可选作相关专业高职高专、成人教育的教材,亦可供相关工程技术人员参考。

未经许可,不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有,侵权必究。

图书在版编目(CIP)数据

机电一体化系统设计/张保成主编. —北京:电子工业出版社, 2012.9

高等院校精品教材系列

ISBN 978-7-121-17789-7

I. ①机… II. ①张… III. ①机电一体化—系统设计—高等学校—教材 IV. ①TH-39

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2012)第 178087 号

策划编辑:严永刚

责任编辑:史鹏举

印 刷:

装 订:

出版发行:电子工业出版社

北京市海淀区万寿路 173 信箱 邮编 100036

开 本: 787×1 092 1/ 16 印张: 13.5 字数: 346 千字

印 次: 2012 年 9 月第 1 次印刷

定 价: 29.00 元

凡所购买电子工业出版社图书有缺损问题,请向购买书店调换。若书店售缺,请与本社发行部联系,联系及邮购电话:(010) 88254888。

质量投诉请发邮件至 zltts@phei.com.cn, 盗版侵权举报请发邮件至 dbqq@phei.com.cn。

服务热线:(010) 88258888。

前 言

随着机械技术、微电子技术和信息技术的飞速发展,机械技术、微电子技术和信息技术间相互渗透的特征越来越突出。“机电一体化”作为新兴的交叉学科,是机械工业的重要发展方向。所谓“机电一体化”并不是机械技术、微电子技术和信息技术的简单组合,而是相互取长补短、有机结合,以实现系统构成及其性能的最佳化。“机电一体化”是通过实现系统或产品的短、小、轻、薄和智能化,从而达到节省能源、节省材料,实现多功能、高性能和高可靠性目标的根本手段。本书的最大特点是从机电有机结合的角度较系统地阐述了机电一体化系统的设计原理与设计方法,充分体现了“以机为主、以电为用、机电有机结合”的原则。

作为教材,本书在论述中力求简明扼要,前后连贯;在内容安排上,以系统分析和设计为主线。考虑到机电一体化专业的课程设置还在不断地改进,以及课程的系统性,本书编入了步进电机、伺服电机的工作原理等内容,因此在讲授时,可根据学生的实际情况适当删减。

全书共7章。第1章为概述。第2章介绍机械系统的设计,包括传动机构、支承部件、数控机床的机械结构等。第3章介绍了传感检测系统的选择与设计,包括机电一体化系统中常用的传感器、传感检测系统的设计方法、传感器与计算机的接口技术,以及传感器在数控机床中的应用实例。第4章阐述了计算机控制系统的设计方法,内容涉及控制器数学模型的建立、数字控制器的模拟化和离散化设计方法,并给出了典型的计算机数控实例。第5章分别讨论了伺服系统中步进电机、伺服电机的工作原理,阐述了电动机的驱动与控制方法。第6章针对机电一体化系统中稳态设计和动态设计方法进行了详细的阐述。第7章分别介绍了喷涂机器人和汽车防抱死制动系统机电一体化装置,通过具体实例对机电一体化系统设计方法进行了综合,以达到学以致用目的。

本书配有PPT等教学资源,可登录电子工业出版社华信教育资源网(www.hxedu.com.cn),免费注册、下载。

本书是编者多年来从事教学和实践工作的概括与总结,同时又博采了目前各有关教材和著作的精华。全书由张保成教授主持编写和负责统稿,参加本书编写工作的有张保成(第1章)、刘璐(第2章)、史源源(第3章)、王智兴(第4章)、郭彦青(第5章)、赵鹏飞(第6章)、王春花(第7章)。樊文欣教授审阅了全部书稿,并给予了指导性的编写意见。

本书的编写得到电子工业出版社的热情帮助,中北大学教务处给予了大力支持,在此表示真诚的谢意!本书在编写过程中参考和引用了许多前人优秀教材与研究成果的结晶和精华,在此向本书所参考和引用资料、文献和教材的编著者表示最诚挚的敬意和感谢!

本书力求实现学用一致、理论联系实际、“教、学、用”一体化等教学特色,又要注重对大学生素质和技能的培养和提高,所以编写难度较大。鉴于编者的知识水平有限和经验不足,书中的错误、疏漏等不足之处难免,恳请读者和专家批评指正。

编 者

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 机电一体化的基本概念	1
1.2 机电一体化的发展概况	2
1.3 机电一体化系统的构成	3
1.4 机电一体化系统的共性关键技术	4
思考题	6
第 2 章 机械系统设计	7
2.1 概述	7
2.2 传动机构的设计	7
2.3 支承部件	28
2.4 数控机床的机械结构	47
思考题	55
第 3 章 传感检测系统选择与设计	57
3.1 概述	57
3.2 机电一体化系统常用传感器	63
3.3 传感检测系统设计方法	77
3.4 传感器检测系统与计算机的接口	84
3.5 传感器在数控机床中的应用	92
思考题	95
第 4 章 控制系统设计	96
4.1 概述	96
4.2 控制系统的数学模型	102
4.3 典型数字控制器的设计	109
4.4 计算机控制技术	118
4.5 控制量输出接口设计	125
4.6 典型计算机数控系统介绍	131
思考题	136
第 5 章 伺服系统选择与设计	138
5.1 概述	138
5.2 步进电机	143
5.3 直流伺服电机与驱动	154

5.4 交流伺服电机	162
思考题	166
第 6 章 机电一体化系统机电有机结合分析与设计	168
6.1 机电有机结合设计概述	168
6.2 机电一体化系统稳态设计考虑方法	169
6.3 机电一体化系统动态设计考虑方法	175
思考题	185
第 7 章 典型的机电一体化装置	186
7.1 喷涂机器人设计	186
7.2 汽车防抱死制动系统 (ABS) 设计	191
参考文献	207

第1章 绪 论

1.1 机电一体化基本概念

机电一体化又称机械电子学，英文称为 Mechatronics，它是由英文 Mechanics（机械学）的前半部分与 Electronics（电子学）的后半部分组合而成，机电一体化的概念起源于日本《机械设计》杂志的副刊（1971 年），所给出的解释是：“机电一体化是在机械主功能、动力功能、信息功能和控制功能上引进微电子技术，并将机械装置与电子装置用相关软件有机结合而构成的系统的总称”，因此其字面上表示机械学和电子学两个学科的综合，但是机电一体化并不是机械技术和电子技术的简单组合或者拼凑，而是有着自身体系的新型学科。

到目前为止，就机电一体化这一概念的内涵，国内外学术界还没有一个完全统一的表述。一般认为，机电一体化是以机械学、电子学和信息科学为主的多门技术学科在机电产品发展过程中相互交叉、相互渗透而形成的一门新兴边缘性技术学科。这里面包含了三重含义：首先，机电一体化是机械学、电子学与信息科学等学科相互融合而形成的学科。其次，机电一体化是一个发展中的概念，早期的机电一体化就像其字面所表述的那样，主要强调机械与电子的结合，即将电子技术“融入”到机械技术中而形成新的技术与产品。机电一体化系统与传统机械产品、电气化机械产品和一般电子产品不同。后者的主要支撑技术是机械技术、电工技术，主要功能是代替或放大人的体力。但是，机电一体化系统除了将微电子装置代替机械部件的功能外，还能够赋予产品新的功能。如自动监测、自动处理信息、自动调节与控制、自动诊断与保护、自动显示等，已不仅仅是将人的体力放大，还是人的肢体、感官与大脑的延伸，具有“智能化”的特征，这是机电一体化系统与机械电气化产品在功能上的根本区别。随着机电一体化技术的发展，以计算机技术、通信技术和控制技术为特征的信息技术“渗透”到机械技术中，丰富了机电一体化的含义，现代的机电一体化不仅仅指机械、电子与信息技术的结合，还包括光（光学）机电一体化、机电气（气压）一体化、机电液（液压）一体化、机电仪（仪器仪表）一体化等；最后，机电一体化表达了技术之间相互结合的学术思想，强调各种技术在机电产品中的相互协调，以达到系统总体性能最优。换句话说，机电一体化是多种技术学科有机结合的产物，而不是它们的简单叠加。

现实生活中的机电一体化产品比比皆是。我们日常生活中使用的全自动洗衣机、空调及全自动照相机等，都是典型的机电一体化产品；在机械制造领域中广泛使用的各种数控机床、工业机器人、三坐标测量仪及全自动仓储设备等，也是典型的机电一体化产品；而汽车更是机电一体化技术成功应用的典范，目前汽车上成功应用和正在开发的机电一体化系统达数十种之多，特别是发动机电子控制系统、汽车防抱死制动系统、全主动和半主动悬架等。机电一体化系统在汽车上的应用，使得现代汽车的乘坐舒适性、行驶安全性及环保性能都得到了

很大的改善；在农业工程领域，机电一体化技术也在一定范围内得到了应用，如拖拉机的自动驾驶系统、悬挂式农具的自动调节系统、联合收割机工作部件（如脱粒清选装置）的监控系统、温室环境自动控制系统等。

1.2 机电一体化的发展概况

与其他科学技术一样，机电一体化技术的发展也经历了一个较长期的过程。有学者将这一过程划分为萌芽阶段、快速发展阶段和智能化阶段三个阶段，这种划分方法较为客观地反映了机电一体化技术的发展历程。

“萌芽阶段”，指 20 世纪 70 年代以前的时期。在这一时期，尽管机电一体化的概念还没有正式提出来，但人们在机械产品的设计与制造过程中，总是自觉或不自觉地应用电子技术的初步成果来改善机械产品的性能。特别是在第二次世界大战期间，战争刺激了机械产品与电子技术的结合，出现了许多性能优良的军事用途的机电产品。这些机电结合的军用技术在战后转为民用，对战后经济的恢复和技术的进步起到了积极的作用。

“快速发展阶段”，指 20 世纪 70 年代到 80 年代这段时期。在这一时期，人们自觉地、主动地利用 3C（CAD/CAPP/CAM）技术的成果创造新的机电一体化产品。在这一阶段，日本在推动机电一体化技术的发展方面起了主导作用。日本政府于 1971 年 3 月颁布了《特定电子工业和特定机械工业振兴临时措施法》，要求企业界“应特别注意促进为机械配备电子计算机和其他电子设备，从而实现控制的自动化和机械产品的其他功能”。经过多年的努力，取得了巨大的成就，推动了日本经济的快速发展。其他西方发达国家对机电一体化技术的发展也给予了极大的重视，纷纷制定了有关的发展战略、政策和法规。我国机电一体化技术的发展也始于这一阶段，从 20 世纪 80 年代开始，原国家科委和原机械、电子工业部，分别组织专家根据我国国情对发展机电一体化的原则、目标、层次和途径等，进行了深入而广泛地研究，制定了一系列有利于机电一体化发展的政策法规，确定了数控机床、工业自动化控制仪表、工业机器人、汽车电子化等 15 个优先发展领域及 6 项共性关键技术的研究方向和课题，并明确提出要在 2000 年使我国的机电一体化产品产值比率（即机电一体化产品总产值占当年机械工业总产值的比值）达到 15%~20% 的发展目标。

从 20 世纪 90 年代开始的第三阶段，称为“智能化阶段”。在这一阶段，机电一体化技术向智能化方向迈进，其主要标志是模糊逻辑、人工神经网络和光纤通信等领域的研究成果应用到机电一体化技术中。模糊逻辑与人的思维过程类似，用模糊逻辑工具编写的模糊控制软件与微处理器构成的模糊控制器，广泛地应用于机电一体化产品中，进一步提高了产品的性能。例如采用模糊逻辑的自动变速箱控制器，可使汽车的行驶性能与司机的感觉相适应，用发动机的噪声、道路的坡度、速度和加速度等作为输入量，控制器可以根据这些输入数据给出汽车行驶的最佳方案。除了模糊逻辑理论外，人工神经网络（Artificial Neural Network, ANN）也开始应用于机电一体化系统中。ANN 是研究生物神经网络（Biological Neural Network）的结果，是对人脑的部分抽象、简化和模拟，反映了人脑学习和思维的一些特点。同时，ANN 是一种信息处理系统，它可以完成一些计算机难以完成的工作，如模式识别、人工智能、优化等；也可以用于各种工程技术，特别适用于过程控制、诊断、监控、生产管理、质量管理等方面。因此，ANN 在机电一体化产品设计中也十分重要。可以说，智能化

将是机电一体化技术发展的突出方向。

1.3 机电一体化系统的构成

传统的机械产品一般由动力源、传动机构和工作机构等组成。机电一体化系统是在传统机械产品的基础上发展起来的，是机械与电子、信息技术结合的产物，它除了包含传统机械产品的组成部分以外，还含有与电子技术和信息技术相关的组成要素。一般而言，一个较完善的机电一体化系统包括以下几个基本要素：机械本体，检测传感部分、电子控制单元、执行器和动力源，各要素之间通过接口相联系（见图 1.1）。

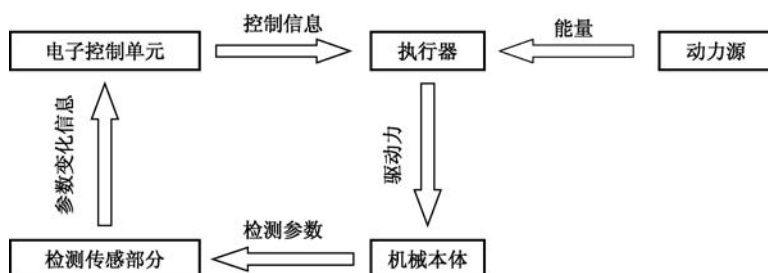


图 1.1 机电一体化系统的常见构成

（1）机械本体。机械本体包括机架、机械连接、机械传动等。所有的机电一体化系统都含有机械部分，它是机电一体化系统的基础，起着支承系统中其他功能单元、传递运动和动力的作用。与单纯的机械产品相比，机电一体化系统的技术性能得到提高、功能得到增强。这就要求机械本体在机械结构、材料、加工工艺性以及几何尺寸等方面能够与之相适应，具有高效、多功能、可靠和节能、小型化、轻量化、美观等特点。

（2）检测传感部分。检测传感部分包括各种传感器及其信号检测电路，其作用是监测机电一体化系统工作过程中本身和外界环境有关参量的变化，并将信息传递给电子控制单元，电子控制单元根据检测到的信息向执行器发出相应的控制指令。机电一体化系统要求传感器的精度、灵敏度、响应速度和信噪比高；漂移小、稳定性高；可靠性好；不易受被测对象特征（如电阻、磁导率等）的影响；对抗恶劣环境条件（如油污、高温、泥浆等）的能力强；体积小、质量轻、对整机的适应性好；不受高频干扰和强磁场等外部环境的影响；操作性能好，现场维修处理简单；价格低廉。

（3）电子控制单元。电子控制单元又称 ECU（Electrical Control Unit），是机电一体化系统的核心，负责将来自各传感器的检测信号和外部输入命令进行集中、存储、计算、分析，根据信息处理结果，按照一定的程序和节奏发出相应的指令，控制整个系统有目的地运行。电子控制单元由硬件和软件组成，系统硬件一般由计算机、可编程控制器（PLC）、数控装置以及逻辑电路、A/D 与 D/A 转换、I/O 接口和计算机外部设备等组成；系统软件为固化在计算机存储器内的信息处理和控制程序，根据系统正常工作的要求编写。机电一体化系统对控制和信息处理单元的基本要求是：提高信息处理速度，提高可靠性，增强抗干扰能力以及完善系统自诊断功能，实现信息处理智能化和小型化、轻量化、标准化等。

（4）执行器。执行器是根据电子控制单元的指令驱动机械部件进行运动，以完成特定的

功能。执行器是运动部件,通常采用电力驱动、气压驱动或液压驱动等几种方式。机电一体化系统,一方面要求执行器效率高、响应速度快,同时要求对水、油、温度、尘埃等外部环境的适应性好,可靠性高。由于几何尺寸上的限制,动作范围的制约,还需考虑维修方便性和标准化。由于电工电子技术的高速发展,高性能步进驱动、直流或交流伺服驱动电动机已大量应用于机电一体化系统。

(5) 动力源。动力源是机电一体化产品能量供应部分。其作用是,按照系统控制要求向机械系统提供能量和动力,使系统正常运行。提供能量的方式包括电能、气能和液压能等,其中大多以电能为主。除了要求可靠性好以外,机电一体化产品还要求动力源的效率要高,即用尽可能小的动力输入获得尽可能大的功率输出。

机电一体化产品的五个基本组成要素之间并非彼此无关或简单拼凑、叠加在一起。在工作中,它们各司其职,互相补充、互相协调,共同完成所规定的功能。一个完整的工作周期为:在机械本体的支持下,由传感器检测产品的运行状态及环境变化,将信息反馈给电子控制单元,电子控制单元对各种信息进行处理,并按要求控制执行器的运动,执行器的能源需求则由动力部分提供。在结构上,各组成要素通过各种接口及相关软件有机地结合在一起,构成一个内部合理匹配、外部效能最佳的完整产品。

例如,我们日常使用的全自动照相机就是典型的机电一体化产品,其内部装有测光、测距传感器,测得的信号由微处理器进行处理,根据信息处理结果控制微型电动机,由微型电动机驱动快门、变焦等机构,从测光、测距、调光、调焦、曝光到闪光及其他附件的控制,都实现了自动化。

又如,汽车上广泛应用的发动机燃油喷射控制系统,也是典型的机电一体化系统。分布在发动机上的空气流量计、水温传感器、节气门位置传感器、曲轴位置传感器、进气歧管绝对压力传感器、爆燃传感器、氧传感器等,连续不断地检测发动机的工作状况和燃油在燃烧室的燃烧情况,并将信号传给电子控制装置 ECU, ECU 首先根据进气歧管绝对压力传感器或空气流量计的进气量信号及发动机转速信号,计算基本喷油时间,然后再根据发动机的水温、节气门开度等工作参数信号对其进行修正,确定当前工况下的最佳喷油持续时间,从而控制发动机的空燃比。此外,根据发动机的要求,ECU 还具有控制发动机的点火时间、怠速转速、废气再循环率、故障自诊断等功能。

1.4 机电一体化系统的共性关键技术

如前所述,机电一体化是在传统技术的基础上由多种技术学科相互交叉、渗透而形成的一门综合性边缘性技术学科,所涉及的技术领域非常广泛。要深入进行机电一体化研究及产品开发,就必须了解并掌握这些技术。概括而言,机电一体化共性关键技术主要包括:检测传感技术、信息处理技术、自动控制技术、伺服驱动技术、机械技术和系统总体技术。

1.4.1 检测传感技术

检测传感技术,指与传感器及其信号检测装置相关的技术。在机电一体化产品中,传感器就像人体的感觉器官一样,将各种内、外部信息通过相应的信号检测装置感知,并反馈给控制及信息处理装置。因此,检测与传感是实现自动控制的关键环节。机电一体化要求传感

器能快速、精确地获取信息,并经受各种严酷环境的考验。但是由于目前检测与传感技术还不能与机电一体化的发展需求相适应,使得不少机电一体化产品还不能达到满意的效果或无法实现可靠的设计。因此,大力开展检测与传感技术的研究,对发展机电一体化具有十分重要的意义。

1.4.2 信息处理技术

信息处理技术,包括信息的交换、存取、运算、判断和决策等,实现信息处理的主要工具是计算机,因此计算机技术与信息处理技术是密切相关的。计算机技术,包括计算机硬件技术和软件技术、网络与通信技术、数据库技术等。在机电一体化产品中,计算机与信息处理装置指挥整个产品的运行。信息处理是否正确、及时,直接影响到产品工作的质量和效率。因此,计算机应用及信息处理技术已成为促进机电一体化技术和产品发展的最活跃因素。人工智能、专家系统、神经网络技术等,都属于计算机与信息处理技术。

1.4.3 自动控制技术

自动控制技术范围很广,包括自动控制理论、控制系统设计、系统仿真、现场调试、可靠运行等从理论到实践的整个过程。由于被控对象种类繁多,所以控制技术的内容极其丰富,包括高精度定位控制、速度控制、自适应控制、自诊断、校正、补偿、示教再现、检索等。自动控制技术的难点,在于自动控制理论的工程化与实用化,这是由于现实世界中的被控对象往往与理论上的控制模型之间存在差距,使得从控制设计到控制实施往往要经过多次反复调试与修改,才能获得比较满意的结果。由于微型机的广泛应用,自动控制技术越来越多地与计算机控制技术联系在一起,成为机电一体化中十分重要的关键技术。

1.4.4 伺服驱动技术

伺服驱动技术的主要研究对象,是执行元件及其驱动装置。执行元件有电动、气动、液压等多种类型。机电一体化产品中,多采用电动式执行元件,其一方面通过电气接口向上与微型机相连,以接收微型机的控制指令,另一方面又通过机械接口向下与机械传动和执行机构相连,以实现规定的动作。因此伺服驱动技术是直接执行操作的技术,对机电一体化产品的动态性能、稳态精度、控制质量等具有决定性的影响。常见的伺服驱动有电液马达、脉冲液压缸、步进电机、直流伺服电机和交流伺服电机等。由于变频技术的进步,交流伺服驱动技术取得了突破性的进展,为机电一体化系统提供了高质量的伺服驱动单元,极大地促进了机电一体化技术的发展。

1.4.5 机械技术

机械技术,是机电一体化的基础。机电一体化产品中的主功能和构造功能,往往是以机械技术为主实现的。在机械与电子相互结合的实践中,不断对机械技术提出了更高的要求,使现代机械技术相对于传统机械技术而言发生了很大变化。新机构、新原理、新材料、新工艺等不断出现,以及现代设计方法的不断发展和完善,促使机电一体化产品在减轻重量、缩小体积、提高精度和刚度等多方面快速发展。

在制造过程的机电一体化系统中,经典的机械理论与工艺应借助于计算机辅助技术,同时采用人工智能与专家系统等,形成新一代的机械制造技术。这里原有的机械技术以知识和

技能的形式存在，是任何其他技术替代不了的。如计算机辅助工艺规程编制（CAPP）是目前 CAD/CAM 系统研究的瓶颈，其关键在于如何将广泛存在于各行业、企业、技术人员中的标准、习惯和经验进行表达和陈述，从而实现计算机的自动工艺设计与管理。

1.4.6 系统总体技术

系统总体技术，是一种从整体目标出发，用系统工程的观点和方法，将系统总体分解成相互有机联系的若干功能单元，并以功能单元为子系统继续分解，直至找到可实现的技术方案，然后再把功能和技术方案组合成方案组进行分析、评价和优选的综合应用技术。系统总体技术所包含的内容很多，接口技术是其重要内容之一，机电一体化产品的各功能单元通过接口连接成一个有机的整体。接口包括电气接口、机械接口、人一机接口等。电气接口实现系统间电信号的连接；机械接口则完成机械与机械部分、机械与电气装置部分的连接；人一机接口提供了人与系统间的交互界面。系统总体技术，是最能体现机电一体化设计特点的技术，其原理和方法还在不断地发展和完善之中。

思 考 题

1. 如何理解“机电一体化”的内涵？
2. 机电一体化技术发展的三个阶段各有什么特点？
3. 机电一体化系统的一般构成要素有哪些？
4. 机电一体化系统的共性关键技术有哪些？

第2章 机械系统设计

2.1 概 述

机械系统是机电一体化系统中的最基本要素,主要包括执行机构、传动机构和支承部件。机械系统的主要功能是保证其他系统的正常工作,同时完成机械运动,一部机器必须完成相互协调的若干机械运动。每个机械运动可由单独的控制电动机、传动件和执行机构组成的若干子系统来完成,若干机械运动由计算机来协调与控制,与一般的机械系统相比,除要求具有较高的定位精度之外,还应具有良好的动态响应特性,就是说响应要快、稳定性要好。为确保机械系统的传动精度和工作稳定性,通常对机电一体化系统提出以下要求:

(1) 高精度。精度直接影响产品的质量,尤其是机电一体化产品,其技术性能、工艺水平和功能比普通的机械产品都有很大的提高,因此机电一体化机械系统的高精度是其首要的要求。如果机械系统的精度不能满足要求,则无论机电一体化产品其他系统工作怎样精确,也无法完成其预定的机械动作。

(2) 快速响应性,即要求机械系统从接到指令到开始执行指令指定的任务之间的时间间隔短,这样控制系统能及时根据机械系统的运行状态信息,下达指令,使其准确地完成任务。

(3) 良好的稳定性,即要求机械系统的工作性能不受外界环境的影响,抗干扰能力强。

此外还要求机械系统具有较大的刚度,良好的耐磨和可靠性,消振和低噪声,重量轻、体积小、寿命长。

本章将机电一体化机械系统分成机械传动和支承部件两大部分,分别讨论常用的传动部件、旋转和导向支承部件等的总体布局、机构选型、结构设计优化等基本问题。

2.2 传动机构的设计

机电一体化系统中,用于传递能量及改变运动方向、速度和转矩的传动机构主要有带传动、齿轮传动、滚珠丝杠等,有线性和非线性传动机构之分。线性传动机构包括:减速装置、丝杠螺母副、蜗轮蜗杆副等。非线性传动机构包括:连杆机构、凸轮机构等。

不同用途的机械传动机构,其要求也不同,工作机传动机构,实现运动和力(力矩)的变换;信息机传动机构,只要求克服惯性力(力矩)和各种摩擦阻力(力矩)及较小的负载实现运动的变换。要求工作机传动机构的传动精度高、工作稳定性好,对齿轮传动来说,应该具有工作可靠、传动比恒定、结构紧凑、强度大、能承受重载、摩擦力小、效率高等特点。为此,常采用以下措施:

- (1) 采用低摩擦阻力的传动部件和导向支承件。
- (2) 缩短传动链，以提高传动与支承刚度。
- (3) 选用最佳传动比，以提高系统分辨率，减少等效转动惯量，提高加速能力。
- (4) 缩小反向死区误差，如消除传动间隙、减少支承变形等。
- (5) 改进支承及架体的结构，以提高刚性、减少振动、降低噪声。

一种齿轮传动机构可满足一项或同时满足几项以上功能要求，如齿轮齿条传动既可将直线运动或回转运动转换为回转运动或直线运动，又可将直线驱动力或转矩转换为转矩或直线驱动力；带传动、蜗轮蜗杆及各类齿轮减速器既可进行升速或降速，也可进行转矩大小的变换。随着机电一体化技术的发展，机械传动机构在以下三方面要不断地适应：

- (1) 精密化。为了适应产品的高定位精度，就要求机械传动机构的精度越高越好。
- (2) 高速化。因为产品的工作效率与机械传动部分的运动速度相关，所以，机械传动机构应能适应高速运动的要求。
- (3) 小型化、轻量化。传动机构的小型化、轻量化，是为了提供运动更高的灵敏度（响应性），减小冲击，降低能耗。与电子部件的微型化相适应，传动机构要尽量短小轻薄化。

下面以几种典型传动形式来介绍机电一体化系统中机械传动机构的设计。

2.2.1 齿轮传动

齿轮传动是常见的一种机械传动形式，对于机电一体化系统来说，为了提高其精密性和高速性等，主要从两个方面进行说明。

1. 齿轮传动系统的总传动比及其分配

设计机电一体化齿轮传动系统，主要是研究它的动力学特性，从而获得高精度、高稳定性、高速性、高可靠性和低噪声的齿轮传动系统。

(1) 最佳总传动比

首先把传动系统中的工作负载、惯性负载和摩擦负载综合为系统的总负载，方法有：

- ① 峰值综合：若各种负载为非随机性负载，将各负载的峰值取代数和；
- ② 均方根综合：若各种负载为随机性负载，取各负载的均方根。

负载综合时，要转化到电动机轴上，成为等效峰值综合负载转矩或等效均方根综合负载转矩。使等效负载转矩最小或负载加速度最大的总传动比，即为最佳总传动比。

(2) 总传动比分配

齿轮系统的总传动比确定后，根据对传动链的技术要求，选择传动方案，使驱动部件和负载之间的转矩、转速达到合理匹配。若总传动比较大，就需要确定传动级数，并在各级之间分配传动比。单级传动比增大使传动系统简化，但大齿轮的尺寸增大会使整个传动系统的轮廓尺寸变大。因此，总传动比要进行分级分配，并在各级之间分配传动比。其分配的原则

常用的方法有以下三种：

① 最小等效转动惯量原则。

利用该原则所设计的齿轮传动系统，换算到电动机轴上的等效转动惯量最小。

设有一小功率电动机驱动的二级齿轮减速系统，如图 2.1 所示。设其总传动比为 $i = i_1 i_2$ 。若先假设各主动小齿轮具有相同的转动惯

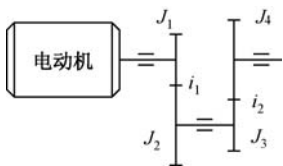


图 2.1 二级减速传动

量,各齿轮均近似视为实心圆柱体,齿宽 B 、比重 γ 均相同,其转动惯量为 $J\left(=\frac{\pi B\gamma}{32g}d^4\right)$,如不计轴和轴承的转动惯量,则根据系统动能不变的原则,等效到电动机轴上的等效转动惯量为

$$J_{\text{me}} = J_1 + \frac{J_2 + J_3}{i_1^2} + \frac{J_4}{i_1^2 i_2^2} \quad (2.1)$$

因为

$$J_1 = J_3 = \frac{\pi B\gamma}{32g}d_1^4, \quad J_2 = \frac{\pi B\gamma}{32g}d_2^4, \quad J_4 = \frac{\pi B\gamma}{32g}d_4^4$$

所以

$$\frac{J_2}{J_1} = \left(\frac{d_2}{d_1}\right)^4 = i_1^4, \quad \frac{J_4}{J_3} = \frac{J_4}{J_1} = \left(\frac{d_4}{d_1}\right)^4 = \left(\frac{d_4}{d_3}\right)^4 = i_2^4 = (i/i_1)^4$$

即 $J_2 = J_1 i_1^4$, $J_4 = J_1 i_2^4 = J_1 (i/i_1)^4$,

$$J_{\text{me}} = J_1 \left(1 + i_1^2 + \frac{1}{i_1^2} + \frac{i^2}{i_1^4}\right) \quad (2.2)$$

令 $\frac{\partial J_{\text{em}}}{\partial i_1} = 0$, 则 $i_1^2(i_1^4 - 1 - 2i_2^2) = 0$, 得到 $i_2 = \sqrt{\frac{i_1^4 - 1}{2}}$ 。当 $i_1^4 \gg 1$ 时, $i_2 \approx i_1^2 / \sqrt{2}$, $i_1 \approx (\sqrt{2} i_2)^{1/2} = (\sqrt{2} i)^{1/3} = (2i^2)^{1/6}$ 。

对于 n 级齿轮传动系做同类分析可得

$$i_1 = 2^{\frac{2^n - n - 1}{2(2^n - 1)}} i^{\frac{1}{2^n - 1}}, \quad i_k = \sqrt{2} \left(\frac{i}{2^{n/2}}\right)^{\frac{2^{k-1}}{2^n - 1}}, \quad \text{其中, } k = 2, 3, 4, \dots, n$$

② 重量最轻原则。

对于小功率传动系统,使各级传动比 $i_1 = i_2 = i_3 = \dots = \sqrt[n]{i}$,即可使传动装置的重量最轻。由于这个结论是在假定各主动小齿轮模数、齿数均相同的条件下导出的,故所有大齿轮的齿数、模数也相同,每级齿轮副的中心距离也相同。上述结论对于大功率传动系统是不适用的,因其传递扭矩大,故要考虑齿轮模数、齿轮齿宽等参数要逐级增加的情况,此时应根据经验、类比方法以及结构紧凑之要求进行综合考虑。各级传动比一般应以“先大后小”原则处理。

③ 输出轴转角误差最小原则。

为了提高机电一体化系统中齿轮传动系统传递运动的精度,各级传动比应按“先小后大”原则分配,以便降低齿轮的加工误差、安装误差以及回转误差对输出转角精度的影响。设齿轮传动系统中各级齿轮的转角误差换算到末级输出轴上的总转角误差为 $\Delta\phi_{\text{max}}$, 则

$$\Delta\phi_{\text{max}} = \sum_{k=1}^n (\Delta\phi_k / i_{kn}) \quad (2.3)$$

式中, $\Delta\phi_k$ 是第 k 个齿轮所具有的转角误差; i_{kn} 是第 k 个齿轮的转轴至第 n 级输出轴的传动比。

比如对于一个四级齿轮传动系统,设各齿轮的传动误差分别为 $\Delta\phi_1, \Delta\phi_2, \dots, \Delta\phi_8$, 则换算到末级输出轴上的总转角误差为

$$\Delta\phi_{\max} = \frac{\Delta\phi_1}{i} + \frac{\Delta\phi_2 + \Delta\phi_3}{i_2 i_3 i_4} + \frac{\Delta\phi_4 + \Delta\phi_5}{i_3 i_4} + \frac{\Delta\phi_6 + \Delta\phi_7}{i_4} + \Delta\phi_8 \quad (2.4)$$

上述计算对小功率传动比较符合实际,而对于大功率传动,由于转矩较大,需要按其他法则进行计算。

综上所述,设计定轴齿轮传动系统,在确定总传动比、传动级数和分配传动比时,要根据系统的工作条件和功能要求,在考虑上述三个原则的同时,考虑其可行性和经济性,合理分配传动比。

2. 齿轮传动间隙的调整方法

常用的调整齿侧间隙的方法有以下几种。

(1) 圆柱齿轮传动

① 偏心套(轴)调整法。如图 2.2 所示,将相互啮合的一对齿轮中的一个齿轮 4 装在电动机输出轴上,并将电动机 2 安装在偏心套 1(或偏心轴)上,通过转动偏心套(偏心轴)的转角,就可调节两啮合齿轮的中心距,从而消除圆柱齿轮正、反转时的齿侧间隙。特点是结构简单,但其侧隙不能自动补偿。

② 轴向垫片调整法。如图 2.3 所示,齿轮 1 和 2 相啮合,其分度圆弧齿厚沿轴线方向略有锥度,这样就可以用轴向垫片 3 使齿轮 2 沿轴向移动,从而消除两齿轮的齿侧间隙。装配时轴向垫片 3 的厚度应使得齿轮 1 和 2 之间既齿侧间隙小,运转又灵活。特点同偏心套(轴)调整法。

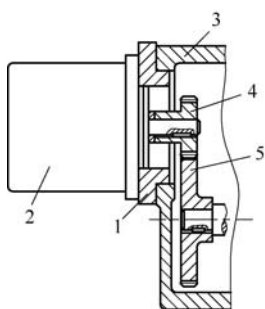


图 2.2 偏心套式间隙消除机构

1—偏心套; 2—电动机; 3—减速箱; 4、5—减速齿轮

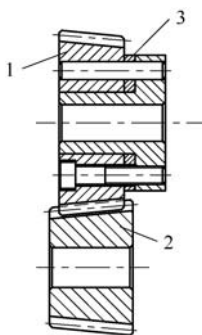


图 2.3 圆柱齿轮轴向垫片间隙消除机构

1、2—齿轮; 3—轴向垫片

③ 双片薄齿轮错齿调整法。这种消除齿侧间隙的方法是将其中一个做成宽齿轮,另一个由两片薄齿轮组成。采取措施使一个薄齿轮的左齿侧和另一个薄齿轮的右齿侧分别紧贴在宽齿轮齿槽的左、右两侧,以消除齿侧间隙,反向时不会出现死区,具体调整措施如下:

周向弹簧式(见图 2.4)。在两个薄片齿轮 3 和 4 上各开了几条周向圆弧槽,并在齿轮 3 和 4 的端面上有安装弹簧 2 的短柱 1。在弹簧 2 的作用下使薄片齿轮 3 和 4 错位而消除齿侧间隙。这种结构形式中的弹簧 2 的拉力必须足以克服驱动转矩才能起作用。因该方法受到周向圆弧槽及弹簧尺寸限制,故仅适用于读数装置而不适用于驱动装置。

可调拉簧式(见图 2.5)。在两个薄片齿轮 1 和 2 上装有凸耳 3,弹簧的一端钩在凸耳 3 上,另一端钩在螺钉 7 上。弹簧 4 的拉力大小可用螺母 5 调节螺钉 7 的伸出长度,调整后再用螺母 6 锁紧。

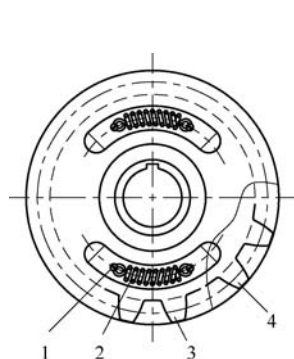


图 2.4 薄片齿轮周向拉簧错齿调隙机构

1—短柱；2—弹簧；3、4—齿轮

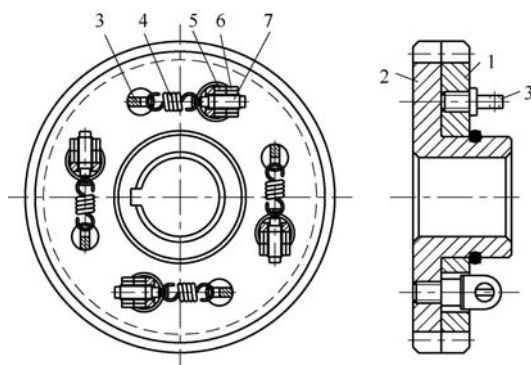
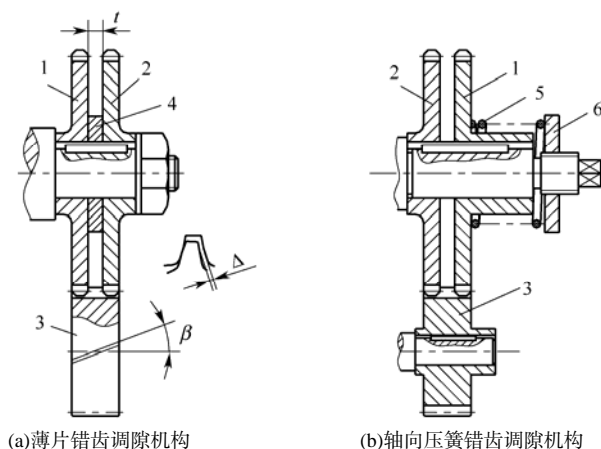


图 2.5 可调拉簧式调隙机构

1、2—齿轮；3—凸耳；4—弹簧；5、6—螺母；7—螺钉

(2) 斜齿轮传动

消除斜齿轮传动齿轮侧隙的方法与上述错齿调整法基本相同,也是用两个薄片齿轮与一个宽齿轮啮合,只是在两个薄片斜齿轮的中间隔开了一小段距离,这样它的螺旋线便错开了。图 2.6(a)是薄片错齿调隙机构,其特点是结构比较简单,但调整较费时,且齿侧间隙不能自动补偿,图 2.6(b)是轴向压簧错齿调隙机构,其特点是齿侧隙可以自动补偿,但轴向尺寸较大,结构欠紧凑。



(a)薄片错齿调隙机构

(b)轴向压簧错齿调隙机构

图 2.6 斜齿轮调隙机构

1、2—薄片齿轮；3—宽齿轮；4—调整螺母；5—弹簧；6—垫片

(3) 锥齿轮传动

① 轴向压簧调整法。轴向压簧调整法原理如图 2.7 所示,在锥齿轮 4 的传动轴 7 上装有压簧 5,其轴向力大小由螺母 6 调节。锥齿轮 4 在压簧 5 的作用下可轴向移动,从而消除了其与啮合的锥齿轮 1 之间的齿侧间隙。

② 周向弹簧调整法。周向弹簧调整法原理如图 2.8 所示,将与锥齿轮 3 啮合的齿轮做成大小两片 (1、2),在大片锥齿轮 1 上制有三个周向圆弧槽 8,小片锥齿轮 2 的端面制有三个可伸入槽 8 的凸爪 7。弹簧 5 装在槽 8 中,一端顶在凸爪 7 上,另一端顶在镶在槽 8 中的镶块 4 上。止动螺钉 6 装配时用,安装完毕将其卸下,则大小片锥齿轮 1、2 在弹簧力作用下错齿,从而达到消除间隙的目的。

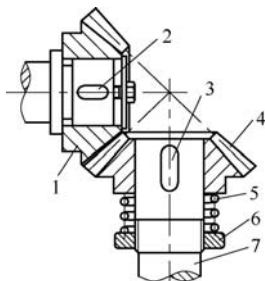


图 2.7 锥齿轮轴向压簧调隙机构

1、4—锥齿轮；2、3—键；5—压簧；6—螺母；7—轴

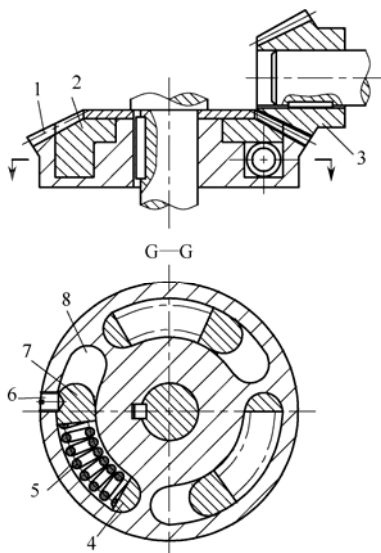


图 2.8 锥齿轮周向弹簧调隙机构

1—大片锥齿轮；2—小片锥齿轮；3—锥齿轮；
4—镶块；5—弹簧；6—止动螺钉；7—凸爪；8—槽

(4) 齿轮齿条传动机构

在机电一体化产品中对于大行程传动机构往往采用齿轮齿条传动，因为其刚度、精度和工作性能不会因行程增大而明显降低，它与其他齿轮传动一样也存在齿侧间隙，应采取消除措施。

当传动负载小时，可采用双片薄齿轮错齿调整法，使两片薄齿轮的齿侧分别紧贴齿条的齿槽两相应侧面，以消除齿侧间隙。当传动负载大时，可采用双齿轮调整法。如图 2.9 所示，小齿轮 1、6 分别与齿条 7 啮合，与小齿轮 1、6 同轴的大齿轮 2、5 分别与齿轮 3 啮合，通过预载装置 4 向齿轮 3 上预加负载，使大齿轮 2、5 同时向两个相反方向转动，从而带动小齿轮 1、6 转动，其齿面便分别紧贴在齿条 7 上齿槽的左、右侧，消除了齿侧间隙。

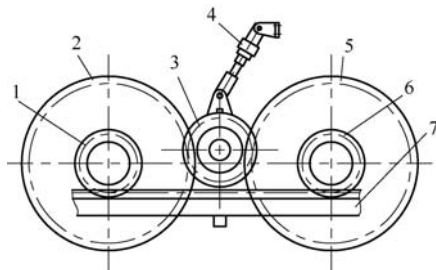


图 2.9 齿轮齿条的双齿轮调隙机构

1、6—小齿轮；2、5—大齿轮；3—齿轮；4—预载装置；7—齿条

2.2.2 谐波齿轮传动

谐波齿轮传动具有结构简单、传动比大、传动精度高、回程误差小、噪声低、传动平稳、承载能力强、效率高等优点，故在工业机器人、航空、火箭等机电一体化系统中日益得到广泛的应用。

1. 谐波齿轮传动的工作原理

谐波传动是建立在弹性变形理论基础上的—种新型传动,它的出现为机械传动技术带来了重大突破。图 2.10 所示为谐波齿轮传动的示意图。它由三个主要构件所组成,即具有内齿的刚轮 1、具有外齿的柔轮 2 和波发生器 3。这三个构件与少齿差行星传动中的中心内齿轮、行星轮和系杆相当。通常波发生器为主动件,而刚轮和柔轮之一为从动件,另一个为固定件。当波发生器装入柔轮内孔时,由于前者的总长度略大于后者的内孔直径,故柔轮变为椭圆形,于是在椭圆的长轴两端产生了柔轮与刚轮轮齿的两个局部啮合区;同时在椭圆短轴两端,两轮轮齿则完全脱开。至于其余各处,则视柔轮回转方向的不同,或处于啮合状态,或处于半啮合状态。当波发生器连续转动时,柔轮长短轴的位置不断变化,从而使轮齿的啮合处和脱开处也随之不断变化,于是在柔轮与刚轮之间就产生了相对位移,从而传递运动。

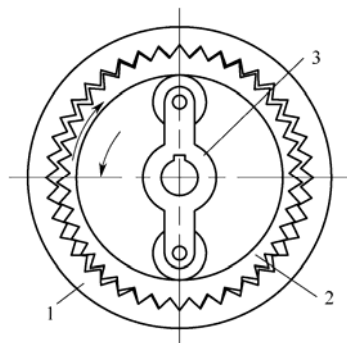


图 2.10 谐波齿轮啮合原理

1—刚轮；2—柔轮；3—波发生器

在波发生器转动一周期间,柔轮上一点变形的循环次数与波发生器上的凸起部位数是一致的,称为波数。常用的有两波和三波两种。为了有利于柔轮的力平衡和防止轮齿干涉,刚轮和柔轮的齿数差应等于波发生器波数(即波发生器上的滚轮数)的整倍数,通常取为等于波数。

由于在谐波齿轮传动过程中,柔轮与刚轮的啮合过程与行星齿轮传动类似,故其传动比可按周转轮系的计算方法求得。

2. 谐波齿轮传动的传动比计算

与行星齿轮轮系传动比的计算相似,由于

$$i_{rg}^H = \frac{\omega_r - \omega_H}{\omega_g - \omega_H} = \frac{z_g}{z_r} \quad (2.5)$$

式中, ω_g 、 ω_r 、 ω_H 分别为刚轮、柔轮和波形发生器的角速度; z_g 、 z_r 分别为刚轮和柔轮的齿数。

(1) 当柔轮固定时, $\omega_r = 0$, 则

$$i_{rg}^H = \frac{0 - \omega_H}{\omega_g - \omega_H} = \frac{z_g}{z_r}, \quad \frac{\omega_g}{\omega_H} = 1 - \frac{z_r}{z_g} = \frac{z_g - z_r}{z_g}$$

$$i_{Hg} = \frac{\omega_H}{\omega_g} = \frac{z_g}{z_g - z_r} \quad (2.6)$$

设 $z_r = 200$ 、 $z_g = 202$, 则 $i_{Hg} = 101$ 。结果为正值,说明刚轮与波形发生器转向相同。

(2) 当刚轮固定时, $\omega_g = 0$, 则

$$i_{rg}^H = \frac{\omega_r - \omega_H}{0 - \omega_H} = \frac{z_g}{z_r}, \quad \frac{\omega_r}{\omega_H} = 1 - \frac{z_g}{z_r} = \frac{z_r - z_g}{z_r}$$

$$i_{Hr} = \frac{\omega_H}{\omega_r} = \frac{z_r}{z_r - z_g} \quad (2.7)$$

设 $z_r = 200$ 、 $z_g = 202$ ，则 $i_{hr} = -100$ 。结果为负值，说明柔轮与波形发生器转向相反。

3. 谐波齿轮减速器产品及选用

目前谐波减速器不同生产厂家其代号也不尽相同。以 XB1 型通用谐波减速器为例，其标记代号如图 2.11 所示。

例如，XB1-120-100-6-G 表示单级、卧式安装，具有水平输出轴，机型为 120，减速比为 100，最大回差为 6′，G 表示油脂润滑。

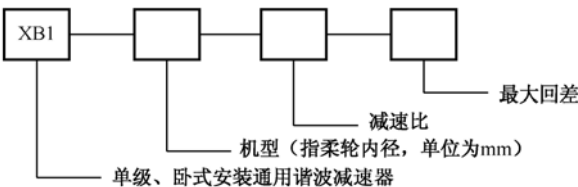


图 2.11 谐波齿轮减速器标记示例

设计者也可根据需要单独购买不同减速比、不同输出转矩的谐波减速器中的三大构件（如图 2.12 所示），并根据其安装尺寸与系统的机械构件相连接。图 2.13 为小型谐波齿轮减速器结构图。

谐波齿轮减速机选用说明：

（1）用户选型时需确定以下三项参数：

- ① 传动比或输出转速（r/min）。
- ② 减速机输入功率（kW）。
- ③ 额定输入转速（r/min）。

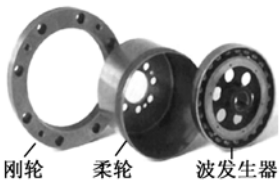


图 2.12 谐波减速器三大构件

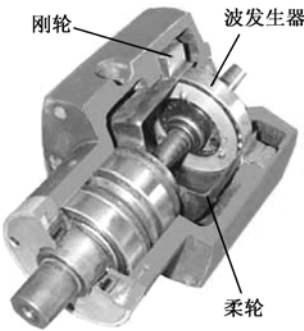


图 2.13 谐波减速器结构

（2）如减速机输入转速是可调的，则在选用减速机型号时应分别确定：工作条件为“恒功率”时按最低转速选用机型；工作条件为“恒扭矩”时，按最高转速选用机型。订货时须说明是否与电动机直联、电动机型号及参数。

（3）选用减速机输入功率 P_{C1} 与输出扭矩 T_{C2} 的计算：

$$P_{C1} = PK_A \tag{2.8}$$

$$T_{C2} = TK_A \tag{2.9}$$

式中， P 为减速机额定输入功率（kW）； T 为减速机额定输出扭矩（N·m）； K_A 为工作情况系数（见表 2.1）。

表 2.1 XB1 谐波减速器工作情况系数

原动机	负荷性质	每日工作时间 (小时)		
		>1~2	>2~10	>10~24
电动机	轻微冲击	1.00	1.30	1.50
	中等冲击	1.30	1.50	1.75
	较大冲击或惯性冲击	1.50	1.75	2.00

(4) 减速机输出轴装有齿轮、链轮、三角皮带轮及平皮带轮时, 需要校验轴伸的悬臂负荷 F_{Cl} , 校验公式为

$$F_{Cl} = 2TK_A / D \cdot FR \quad (2.10)$$

式中, D 为齿轮、链轮、皮带轮的节圆直径 (m); FR 为悬臂负荷系数 (齿轮的 $FR = 1.5$, 链轮的 $FR = 1.2$, 三角皮带轮的 $FR = 2$, 平皮带轮的 $FR = 2.5$)。

当悬臂负荷 F_{Cl} 小于或等于许用悬臂负荷 F (见表 2.2), 即 $F_{Cl} \leq F$ 时, 即可通过。

表 2.2 XB1 谐波齿轮减速机轴伸许用悬臂负荷

型 号	XB1—100	XB1—120	XB1—160	XB1—200	XB1—250
许用悬臂负荷 F	4000	5000	10000	15000	17000

(5) 如减速机使用在有可能发生过载的工作场合, 应安装过载保护装置。

2.2.3 同步带传动

1. 分类

(1) 按用途分

① 一般工业用同步带传动, 即梯形齿同步带传动 (见图 2.14)。它主要用于中、小功率的同步带传动, 如各种仪器、计算机、轻工机械中均采用这种同步带传动。

② 高转矩同步带传动, 又称 HTD 带 (High Torque Drive) 或 STPD 带传动 (Super Torque Positive Drive)。由于其齿形呈圆弧状 (见图 2.15), 通称为圆弧齿同步带传动。它主要用于重型机械的传动中, 如运输机械 (飞机、汽车)、石油机械和机床、发电机等的传动。

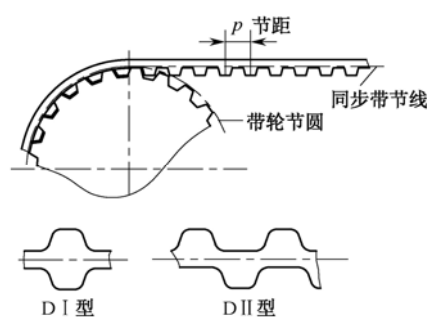


图 2.14 同步带传动

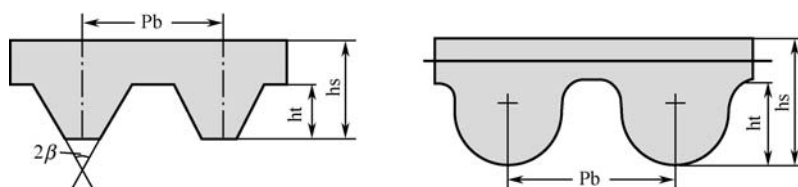


图 2.15 同步带截面形状

Pb—节距; ht—齿厚; hs—带厚

③ 特种规格的同步带传动, 这是根据某种机器特殊需要而采用的特种规格同步带传动, 如工业缝纫机、汽车发动机用的同步带传动。

④ 特殊用途的同步带传动, 即为适应特殊工作环境制造的同步带。

(2) 按规格制度分

① 模数制。同步带主要参数是模数 m (与齿轮相同), 根据不同的模数数值来确定带的型号及结构参数。在 20 世纪 60 年代该种规格制度曾应用于日、意等国, 后随国际交流的需要, 各国同步带规格制度逐渐统一到节距制。目前东欧各国仍采用模数制。

② 节距制。即同步带的主要参数是带齿节距, 按节距大小不同, 相应带、轮有不同的结构尺寸。该种规格制度目前被列为国际标准。由于节距制来源于英、美, 其计量单位为英制或经换算的公制单位。

③ DIN 米制节距。DIN 米制节距是德国同步带传动国家标准制定的规格制度。其主要参数为齿节距, 但标准节距数值不同于 ISO 节距制, 计量单位为公制。在我国, 由于德国进口设备较多, 故 DIN 米制节距同步带在我国也有应用。

随着人们对齿形应力分布的解析, 开发出了传递功率更大的圆弧齿 (见图 2.16(b)), 紧接着人们根据渐开线的展成运动, 又开发出了与渐开线相近似的多圆弧齿形, 使带齿和带轮能更好的啮合 (见图 2.16(c)), 使得同步带传动啮合性能和传动性能得到进一步优化, 且传动变得更平稳、精确、噪声更小。三种齿形传递能力、噪声水平、打滑扭矩的比较如图 2.17 所示。

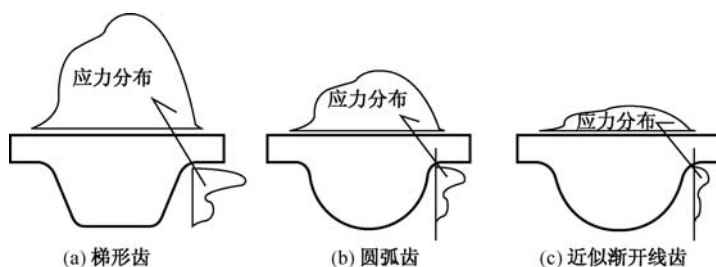


图 2.16 同步带齿形的变迁

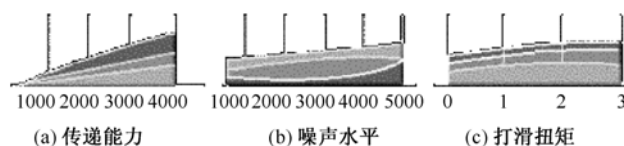


图 2.17 三种齿形比较

2. 同步带传动的优、缺点

(1) 工作时无滑动, 有准确的传动比

同步带传动是一种啮合传动, 虽然同步带是弹性体, 但由于其中承受负载的承载绳具有在拉力作用下不伸长的特性, 故能保持带节距不变, 使带与轮齿槽能正确啮合, 实现无滑差的同步传动, 获得精确的传动比。

(2) 传动效率高, 节能效果好

由于同步带做无滑动的同步传动, 故有较高的传动效率, 一般可达 0.98。它与三角带传

动相比,有明显的节能效果。

(3) 传动比范围大, 结构紧凑

同步带传动的传动比一般可达到 10 左右, 而且在大传动比情况下, 其结构比三角带传动紧凑。因为同步带传动是啮合传动, 其带轮直径比依靠摩擦力来传递动力的三角带带轮要小得多, 此外由于同步带不需要大的张紧力, 使带轮轴和轴承的尺寸都可减小。所以与三角带传动相比, 在同样的传动比下, 同步带传动具有较紧凑的结构。

(4) 维护保养方便, 运转费用低

由于同步带中承载绳采用伸长率很小的玻璃纤维、钢丝等材料制成, 故在运转过程中带伸长很小, 不需要像三角带、链传动等需经常调整张紧力。此外, 同步带在运转中也不需要任何润滑, 所以维护保养很方便, 运转费用比三角带、链、齿轮要低得多。

(5) 恶劣环境条件下仍能正常工作

尽管同步带传动与其他传动相比有以上优点, 但它对安装时的中心距要求等方面极其严格, 同时制造工艺复杂、制造成本高。

3. 同步带的结构和尺寸规格

(1) 同步带结构

如图 2.18 所示, 同步带一般由承载绳、带齿、带背和包布层组成。

工业用同步带带轮及同步带截面形状如图 2.19、图 2.20 所示。

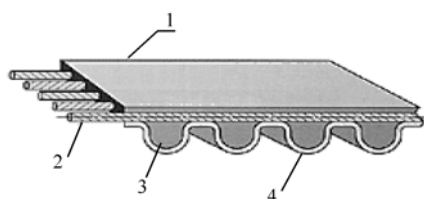


图 2.18 同步带结构

1—带背; 2—承载绳; 3—带齿; 4—包布层



图 2.19 常用同步带带轮

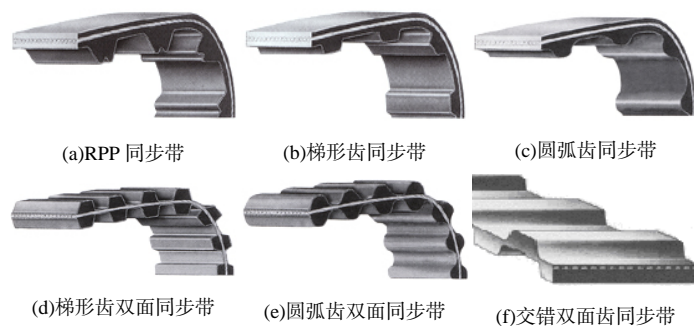


图 2.20 常用同步带截面形状

(2) 同步带规格型号

根据国标 GB/T11616—1989、GB/T11362—1989, 我国同步带型号及标记方法分别如表 2.3 和图 2.21 所示。

表 2.3 同步带型号

型 号	名 称	节 距	
		mm	in
MXL (Minima Extra Light)	最轻型	2.032	0.08
XXL (Extra Extra Light)	超轻型	3.175	0.125 (1/8)
XL (Extra Light)	特轻型	5.080	0.200 (1/4)
L (Light)	轻型	9.525	0.375 (3/8)
H (Heavy)	重型	12.700	0.5 (1/2)
XH (Extra Heavy)	特重型	22.225	0.875 (7/8)
XXH (Double Extra Heavy)	最重型	31.750	1.25

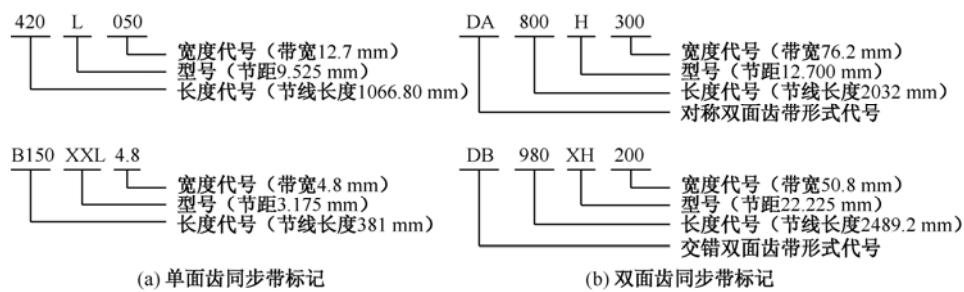


图 2.21 同步带标记举例

4. 同步带的设计计算

(1) 失效形式

同步带传动主要失效形式有：

- ① 承载绳断裂，原因是带型号过小和小带轮直径过小等。
- ② 爬齿和跳齿，原因是同步带传递的圆周力过大、带与带轮间的节距差值过大、带的初拉力过小等。
- ③ 带齿的磨损，原因是带齿与轮齿的啮合干涉、带的张紧力过大等。
- ④ 其他失效方式，带和带轮的制造安装误差引起的带轮棱边磨损、带与带轮的节距差值太大和啮合齿数过少引起的带齿剪切破坏、同步带背的龟裂、承载绳抽出和包布层脱落等。

在正常的工作条件下，同步带传动的设计准则是在不打滑的条件下，保证同步带的抗拉强度。在灰尘杂质较多的条件下，则应保证带齿的一定耐磨性。

(2) 同步带传动的设计计算步骤

设计同步带传动的已知条件： P_m 为需要传递的名义功率； n_1 、 n_2 为主从动轮的转速或传动比；传动部件的用途、工作环境和安装位置等。

根据以上条件，按以下步骤进行设计计算，详细设计过程请参照相关手册。

- ① 确定带的设计功率。
- ② 选择带型和节距。
- ③ 确定带轮齿数和节圆直径。

- ④ 确定同步带的节线长度、齿数及传动中心距。
- ⑤ 校验同步带和小带轮的啮合齿数。
- ⑥ 确定实际所需同步带宽度。
- ⑦ 带的工作能力验算。

2.2.4 滚珠丝杠副传动

滚珠丝杠副传动是在丝杠和螺母滚道之间放入适量的滚珠,使螺纹间产生滚动摩擦。丝杠转动时,带动滚珠沿螺纹滚道滚动。螺母上设有反向器,与螺纹滚道构成滚珠的循环通道。为了在滚珠与滚道之间形成无间隙甚至有过盈配合,可设置预紧装置。为延长工作寿命,可设置润滑件和密封件。

滚珠丝杠副传动与滑动丝杠副传动或其他直线运动副相比,有下列特点:

- (1) 传动效率高。一般滚珠丝杠副的传动效率达 90%~95%,耗费能量仅为滑动丝杠的 1/3。
- (2) 运动平稳。滚动摩擦系数接近常数,启动与工作摩擦力矩差别很小。启动时无冲击,预紧后可消除间隙产生过盈,提高接触刚度和传动精度。
- (3) 工作寿命长。滚珠丝杠螺母副的摩擦表面为高硬度(HRC58—62)、高精度材料,具有较长的工作寿命和精度保持性。寿命约为滑动丝杠副的 4~10 倍以上。
- (4) 定位精度和重复定位精度高。由于滚珠丝杠副摩擦小、温升小、无爬行、无间隙,通过预紧进行预拉伸以补偿热膨胀。因此可达到较高的定位精度和重复定位精度。
- (5) 同步性好。用几套相同的滚珠丝杠副同时传动几个相同的运动部件,可得到较好的同步运动。
- (6) 可靠性高。润滑密封装置结构简单,维修方便。
- (7) 不能自锁。用于垂直传动时,必须在系统中附加自锁或制动装置。
- (8) 制造工艺复杂。滚珠丝杠和螺母等零件加工精度、表面粗糙度要求高,故制造成本较高。

1. 工作原理与结构

如图 2.22 所示,丝杠和螺母的螺纹滚道间装有承载滚珠,当丝杠或螺母转动时,滚珠沿螺纹滚道滚动,则丝杠与螺母之间相对运动时产生滚动摩擦,为防止滚珠从滚道中滚出,在螺母的螺旋槽两端设有回程引导装置,它们与螺纹滚道形成循环回路,使滚珠在螺母滚道内循环。

滚珠丝杠副中滚珠的循环方式有内循环和外循环两种。

(1) 内循环。内循环方式的滚珠在循环过程中始终与丝杠表面保持接触,在螺母的侧面孔内装有接通相邻滚道的反向器,利用反向器引导滚珠越过丝杠的螺纹顶部进入相邻滚道,形成一个循环回路。一般在同一螺母上装有 2~4 个滚珠用反向器,并沿螺母圆周均匀分布。内循环方式的优点是滚珠循环的回路短、流畅性好、效率高、螺母的径向尺寸也较小。其不足之处是反向器加工困难、装配调整也不方便。



图 2.22 滚珠丝杠副结构

(2) 外循环。外循环方式中的滚珠在循环返向时, 离开丝杠螺纹滚道, 在螺母体内或体外做循环运动。从结构上看, 外循环有以下三种形式, 即螺旋槽式、插管式和端盖式。图 2.23 为端盖式循环和插管式循环原理图。由于滚珠丝杠副的应用越来越广, 对其研究也更深入, 为了提高其承载能力, 开发出了新型的滚珠循环方式 (UHD) (见图 2.24(b)), 为了提高回转精度, 一种无螺母的丝杠副 (见图 2.24(c)) 被研制成功。

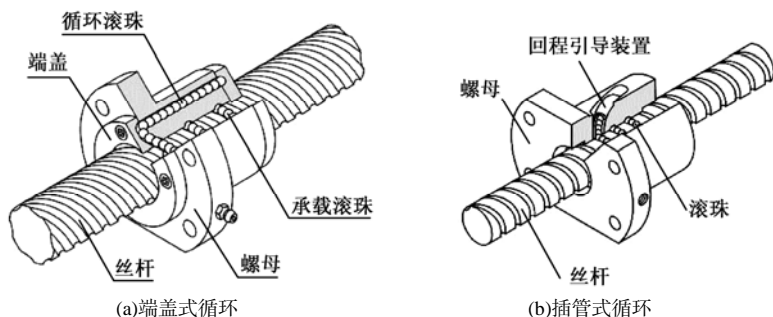


图 2.23 丝杠螺母结构

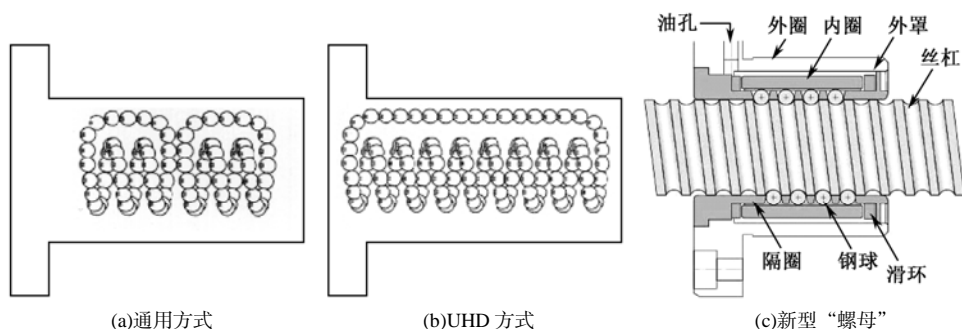


图 2.24 滚珠的排列方式和新型丝杠螺母结构

2. 滚珠丝杠副轴向间隙的调整和施加预紧力的方法

滚珠丝杠副除了对本身单一方向的传动精度有要求外, 对其轴向间隙也有严格要求, 以保证其反向传动精度。滚珠丝杠副的轴向间隙是承载时在滚珠与滚道型面接触点的弹性变形所引起的螺母位移量和螺母原有间隙的总和。通常采用双螺母预紧或单螺母 (大滚珠、大导程) 的方法, 把弹性变形控制在最小限度内, 以减小或消除轴向间隙, 并可以提高滚珠丝杠副的刚度。

(1) 双螺母预紧原理

双螺母预紧原理如图 2.25 所示, 是在两个螺母之间加垫片来消除丝杠和螺母之间的间隙。根据垫片厚度不同分成两种形式, 当垫片厚度较厚时即产生“预拉应力”, 而当垫片厚度较薄时即产生“预压应力”以消除轴向间隙。

(2) 单螺母预紧原理 (增大滚珠直径法)

单螺母预紧原理如图 2.26 所示, 为了补偿滚道的间隙, 设计时将滚珠的尺寸适当增大, 使其 4 点接触, 产生预紧力, 为了提高工作性能, 可以在承载滚珠之间加入间隔钢球。

(3) 单螺母预紧原理 (偏置导程法)

偏置导程法原理如图 2.27 所示, 仅仅是在螺母中部将其导程增加一个预压量 Δ , 以达到

预紧的目的。

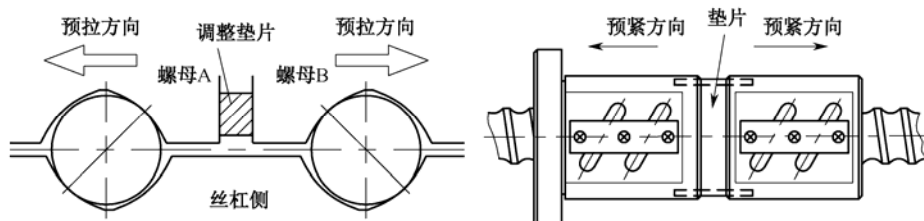


图 2.25 双螺母预紧原理

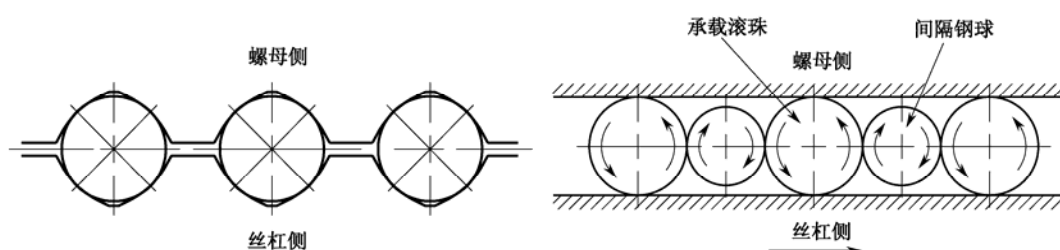


图 2.26 单螺母预紧原理（增大滚珠直径法）

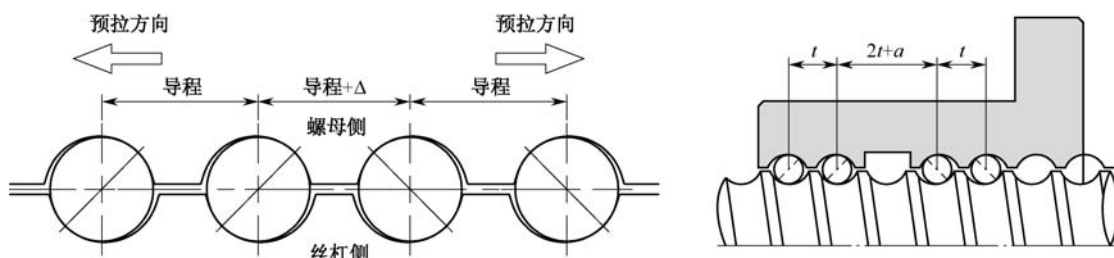


图 2.27 单螺母预紧原理（偏置导程法）

3. 滚珠丝杠副的轴向弹性变形

滚珠丝杠受轴向载荷后，滚珠和滚道面将产生弹性变形，轴向弹性变形量 δ_a 与轴向载荷 F_a 之间的关系与滚动轴承的计算相同，根据 Herz 的点接触理论， δ_a 和 F_a 满足下式：

$$\delta_a \propto F_a^{\frac{2}{3}} \quad (2.11)$$

(1) 单螺母预紧（无预紧）的轴向弹性变形 δ_a

$$\delta_a = \frac{1.2}{\sin \alpha} \left(\frac{Q}{D_a} \right)^{\frac{1}{3}} (\mu\text{m}) \quad (2.12)$$

式中， α 为钢球和滚道的接触角（ 45° ）； D_a 为钢球直径（mm）； Q 为单个钢球所受载荷（N）， $Q = 10 \times F_a / Z \sin \alpha$ ； Z 为钢球数。

(2) 双螺母预紧时的轴向变形量

如图 2.28 所示，对两个螺母 A 和 B 施加预紧力 F_{a0} 后，螺母 A、B 均变形至 X 点。如果这时作用有外力 F_a ，则螺母 A 从 X 点向 X_1 点、螺母 B 从 X 点向 X_2 点移动（见图 2.29）。由于 δ_a 和 F_a 成正比关系，假设其比例系数为 k ，则有 $\delta_{a0} = k F_{a0}^{2/3}$ ，并且螺母 A 和 B 的变形量分别为

$$\delta_A = kF_A^{2/3} \quad (2.13)$$

$$\delta_B = kF_B^{2/3} \quad (2.14)$$

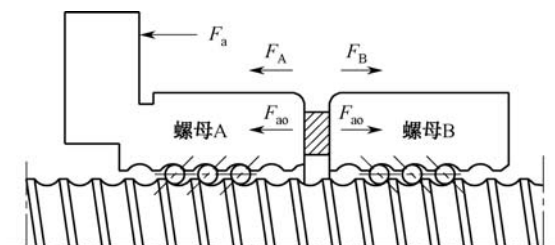


图 2.28 双螺母预紧

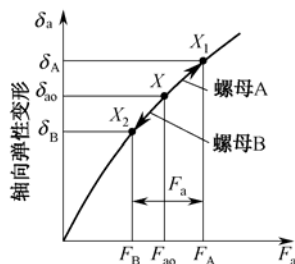


图 2.29 预压曲线

由于在外力 F_a 作用下螺母 A 和 B 的变形量相同（方向相反），所以

$$\delta_A - \delta_{a0} = \delta_{a0} - \delta_B \quad (2.15)$$

而且，当仅有外力 F_a 作用时， $F_A - F_B = F_a$

随着 F_A 的增加使 F_B 接近零时，则外力几乎全被螺母 A 吸收。

当 $\delta_B = 0$ 时， $kF_A^{2/3} - kF_{a0}^{2/3} = kF_{a0}^{2/3}$ ， $F_A^{2/3} = 2F_{a0}^{2/3}$ ，

$$F_A = \sqrt{8}F_{a0} \approx 3F_{a0} \quad (2.16)$$

又因为 $\delta_A - \delta_{a0} = \delta_{a0}$ ，所以

$$\delta_{a0} = \frac{1}{2}\delta_A \quad (2.17)$$

因此，当施加预紧力的 3 倍的轴向载荷时，预紧滚珠丝杠副变形量仅为无预紧滚珠丝杠副的二分之一，即刚度增加了一倍（见图 2.30）。刚度 K 可写成

$$K = \frac{F_a}{10 \times \delta_{a0}} = \frac{3F_{a0}}{5\delta_{a0}} \quad (2.18)$$

式中， K 为刚度（N/μm）； F_a 为轴向载荷（N）； δ_{a0} 为预紧丝杠副的轴向弹性变形量（μm）； F_{a0} 为预紧载荷（N）； δ_a 为无预紧丝杠副的轴向弹性变形量（μm）。

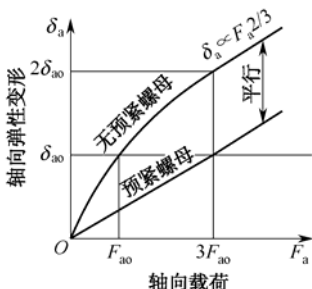


图 2.30 弹性变形曲线

目前制造的单螺母式滚珠丝杠副的轴向间隙达 0.05 mm，而双螺母式的经加预紧力调整后基本上能消除轴向间隙。应用该方法消除轴向间隙时应注意以下两点：

① 预紧力大小必须合适，过小不能保证无隙传动；过大将使驱动力矩增大，效率降低，寿命缩短。预紧力应不超过最大轴向负载的 1/3。

② 要特别注意减小丝杠安装部分和驱动部分的间隙，这些间隙用预紧的方法是无法消除的，而它对传动精度有直接影响。

4. 滚珠丝杠副的主要尺寸、精度等级

(1) 主要尺寸

滚珠丝杠副的主要尺寸及其计算公式见表 2.4。

(2) 精度等级

JB316.2—82《滚珠丝杠副精度》标准规定分为六个等级：C、D、E、F、G、H。C级最高，H级最低。滚珠丝杠副精度包括各元件的制造精度和装配后的综合精度，如：丝杠公称直径尺寸变动量、丝杠和螺母的表面粗糙度、丝杠大径对螺纹轴线的径向圆跳动、导程误差等。各等级对各项均有公差要求。

数控机床、精密机床和精密仪器用于进给系统时，根据定位精度和重复定位精度的要求，可选用C、D、E级等；一般动力传动，其精度等级偏低，可选用F、G级等。

表 2.4 滚珠丝杠副的主要尺寸及其计算公式

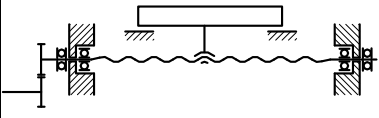
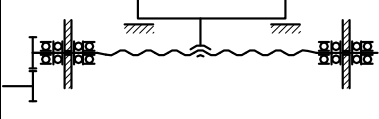
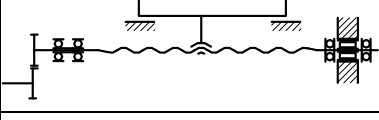
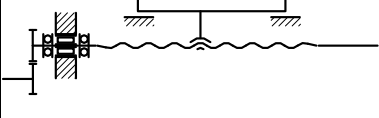
主要尺寸	符号	计 算 公 式												
公称直径 (滚珠中心圆直径)	d_0 (mm)	30		40		50			60			70		根据承载能力选用
导程	p (mm)	5	6	6	8	6	8	10	8	10	12	10	12	根据承载能力选用
螺旋升角	λ (°)	3°2'	3°39'	2°44'	3°39'	2°11'	2°55'	3°39'	2°26'	3°2'	3°39'	2°17'	2°44'	$\lambda = \arctan \frac{p}{\pi D_0}$ 一般 $\lambda = 2^\circ \sim 5^\circ$
滚珠直径	d_0 (mm)	3.175	3.969	3.969	4.763	3.969	4.763	5.953	4.763	5.953	7.144	5.953	7.144	
螺纹滚道半径	R	一般 $R = (0.52 \sim 0.58)d_0$ 目前，内循环常数取 $R = 0.52d_0$ 外循环常数取 $R = 0.52d_0$ 或 $R = 0.56d_0$												
接触角	α	$\alpha = 45^\circ$												
偏心距	e	$e = \left(R - \frac{d_0}{2} \right) \sin \alpha = 0.707 \left(R - \frac{d_0}{2} \right)$												
丝杠外径	d	$d = D_0 - (0.2 \sim 0.25)d_0$												
丝杠内径	d_1	$d_1 = D_0 + 2e - 2R$												
螺纹牙顶圆角半径	r_3	$r_3 = 0.1d_0$ (用于内循环)												
螺母外径	D	$D = D_0 - 2e + 2R$												
螺母内径	D_1	$D_1 = D_0 + (0.2 \sim 0.25)d_0$ (外循环) $D_1 = D_0 + \frac{D_0 - d}{3}$ (内循环)												

5. 滚珠丝杠副的安装

丝杠的轴承组合及轴承座、螺母座以及其他零件的连接刚性，对滚珠丝杠副传动系统的刚度和精度都有很大影响，需在设计、安装时认真考虑。为了提高轴向刚度，丝杠支承常用推力轴承为主的轴承组合，仅当轴向载荷很小时，才用向心推力轴承。表 2.5 中列出了 4 种典型支承方式及其特点。

除表中所列特点外，当滚珠丝杠副工作时，因受热（摩擦及其他热源）而伸长，它对第一种支承方式的预紧轴承将会引起卸载，甚至产生轴向间隙，此时与第三、四种支承方式类似，但对第二种支承方式，其卸载结果可能在两端支承中造成预紧力的不对称，且只能允许在某个范围内，即要严格限制其温升，故这种高刚度、高精度的支承方式更适宜于精密丝杠传动系统。普通机械常用第三、四种方案，其费用比较低廉，前者用于长丝杠，后者用于短丝杠。

表 2.5 滚珠丝杠副支承形式

序 号	支 承 方 式	简 图	特 点	支 承 系 数	
				压杆稳定 f_k	临界转速 f_c
1	单推—单推 J—J		(1) 轴向刚度较高。 (2) 预拉伸安装时, 须加载荷较大, 轴承寿命比方案 2 低。 (3) 适宜中速、精度高, 并可用双推—单推组合	1	3.142
2	双推—双推 F—F		(1) 轴向刚度最高。 (2) 预拉伸安装时, 须加载荷较小, 轴承寿命较高。 (3) 适宜高速、高刚度、高精度	4	4.730
3	双推—简支 F—S		(1) 轴向刚度不高, 与螺母位置有关。 (2) 双推端可预拉伸安装。 (3) 适宜中速、精度较高的长丝杠	2	3.927
4	双推—自由 F—O		(1) 轴向刚度低, 与螺母位置有关。 (2) 双推端可预拉伸安装。 (3) 适宜中小载荷、低速, 更适宜垂直安装, 短丝杠	0.25	1.875

6. 滚珠丝杠副的设计计算

设计滚珠丝杠副的已知条件: 工作载荷 F (N) 或平均工作载荷 F_m (N), 使用寿命 L'_h (h), 丝杠的工作长度 (或螺母的有效行程) L (m), 丝杠的转速 n (平均转速 n_m 或最大转速 n_{max}) (r/min), 以及滚道硬度 HRC 和运转情况。

一般的设计步骤及方法如下:

(1) 丝杠副的计算载荷 F_c (N):

$$F_c = K_F K_H K_A F_m \tag{2.19}$$

式中, K_F 为载荷系数, 按表 2.6 选取; K_H 为硬度系数, 按表 2.7 选取; K_A 为精度系数, 按表 2.8 选取; F_m 为平均工作载荷 (N)。

表 2.6 载荷系数

载 荷 性 质	无冲击平稳运转	一般运转	有冲击和振动运转
K_F	1~1.2	1.2~1.5	1.5~2.5

表 2.7 硬度系数

滚道实际硬度 HRC	≥ 58	55	50	45	40
K_H	1.0	1.11	1.56	2.4	3.85

表 2.8 精度系数

精度系数	C、D	E、F	G	H
K_A	1.0	1.1	1.25	1.43

(2) 计算额定动载荷 C'_a (N)

$$C'_a = F_C \sqrt{\frac{n_m L'_h}{1.67 \times 10^4}} \quad (2.20)$$

式中, n_m 为丝杠副的平均转速 (r/min); L'_h 为运转寿命 (h); F_C 为计算载荷 (N)。

(3) 根据 C'_a 在滚珠丝杠系列中选择所需要的规格, 使所选规格的丝杠副的额定动载荷 $C_a \geq C'_a$ 。

(4) 验算传动效率、刚度及工作稳定性, 如不满足要求则应另选其他型号并重新验算。

(5) 对于低速 ($n \leq 10 \text{ r/min}$) 传动, 只按额定静载荷计算即可。

例 2-1 试设计一数控铣床工作台进给用滚珠丝杠副。已知平均工作载荷 $F_m = 3800 \text{ N}$, 丝杠工作长度 $l = 1.2 \text{ m}$, 平均转速 $n_m = 100 \text{ r/min}$, 最大转速 $n_{\max} = 10000 \text{ r/min}$, 使用寿命 $L'_h = 15000 \text{ h}$ 左右, 丝杠材料为 CrWMn 钢, 滚道硬度为 58~62 HRC, 传动精度要求 $\sigma = \pm 0.03$ 。

解: (1) 求计算载荷 F_C

$$F_C = K_F K_H K_A F_m = 1.2 \times 1.0 \times 1.0 \times 3800 = 4560 \text{ N}$$

其中, 系数由表 2.8、表 2.9、表 2.10 查得。

(2) 根据寿命条件计算额定动载荷 C'_a

$$C'_a = F_C \sqrt{\frac{n_m L'_h}{1.67 \times 10^4}} = 4560 \times \sqrt{\frac{100 \times 15000}{1.67 \times 10^4}} \approx 20422 \text{ N}$$

(3) 根据必须的额定动载荷 C'_a 选择丝杠副尺寸, 由 $C_a \geq C'_a$ 查表 2.9 (见后), 得如下规格:

规格型号	公称直径 D_0	公称导程 p	丝杠外径 d	钢球直径 d_w	丝杠底径 d_1	循环圈数	动负荷 C_a (KN)
FFZD3210—3	32	10	32.5	7.144	27.3	3	25.7
FFZD4006—5	40	6	38.9	4	35.9	5	23.5
FFZD5006—5	50	6	48.9	4	45.9	5	26.4

考虑各种因素, 选 FFZD5006—5, 其中:

公称直径: $D_0 = 50 \text{ mm}$

导程: $p = 6 \text{ mm}$

螺旋角: $\lambda = \arctan(6 / (50\pi)) = 2^\circ 11'$

滚珠直径: $d_0 = 4 \text{ mm}$

滚道半径: $R = 0.52d_0 = 0.52 \times 4 = 2.08 \text{ mm}$

偏心距: $e = 0.707 \left(R - \frac{d_0}{2} \right) = 0.707 \times (2.08 - 2) = 5.6 \times 10^{-2} \text{ mm}$

丝杠内径: $d_1 = 45.9 \text{ mm}$

(4) 稳定性验算

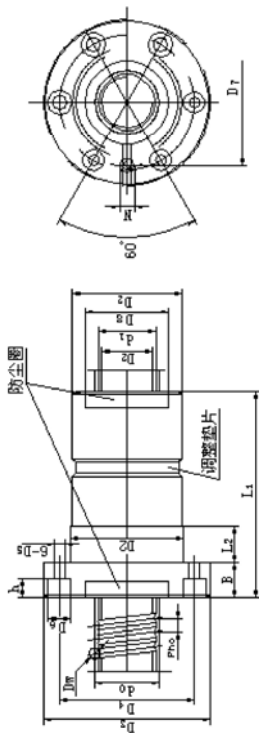
① 假设为双推—简支 (F—S), 因为丝杠较长, 所以用压杆稳定性来求临界载荷 F_{cr}

$$F_{cr} = \frac{\pi^2 E I_a}{(\mu l)^2}$$

式中, E 为丝杠的弹性模量, 对于钢 $E = 206 \text{ GPa}$; I_a 为丝杠危险截面的轴惯性矩,

$$I_a = \frac{\pi d^4}{64} = \frac{\pi \times 0.0459^4}{64} = 2.18 \times 10^{-7} \text{ m}^4; \mu \text{ 为长度系数, 两端用铰接时, } \mu = 2/3。$$

表 2.9 南京工艺装备制造厂 FFZD 系列滚珠丝杠
FFZD 型 内循环垫片预紧螺母式滚珠丝杠副尺寸系列



规格型号	公称直径 D_0	公称导程 p	丝杠 外径 d	钢球 直径 d_0	丝杠 底径 d_1	循环 圈数	基本额定负荷		刚度 K_c N/ μ m	螺母安装连接尺寸														
							动负荷 C_a (KN)	静负荷 C_{sa} (KN)		D_1 (g6)	D_2 ($_{-0.2}^{-0.1}$)	L_2	D_3	B	D_4	D_5	D_6	h	D_7	M	D_8	L_1		
FFZD3210—3	32	10	32.5	7.144	27.3	3	25.7	50.2	772	53	53	15	90	15	71	9	15	9	70	M6	44	146		
FFZD3210—5	32	10	32.5	7.144	27.3	5	40	83.8	1256	53	53	15	90	15	71	9	15	9	70	M6	44	191		
FFZD4005—3	40	5	39.5	3.5	36.9	3	13	40.6	1025	60	60	10	94	15	75	9	15	9	75	M6	48	88		
FFZD4005—5	40	5	39.5	3.5	36.9	5	20.2	67.7	1671	60	60	10	94	15	75	9	15	9	75	M6	48	111		
FFZD4006—5	40	6	38.9	4	35.9	5	23.5	73	1658	60	60	10	94	15	75	9	15	9	74	M6	48	128		
FFZD5005—3	50	5	49	3.5	46.4	3	14.3	51.1	1213	71	71	10	110	15	90	9	15	9	84	M8×1	60	87		
FFZD5005—5	50	5	49	3.5	46.4	5	22.2	85.1	1981	71	71	10	110	15	90	9	15	9	84	M8×1	60	111		
FFZD5006—3	50	6	48.9	4	45.9	3	17	57.2	1224	71	71	15	110	15	90	9	15	9	84	M8×1	60	101		
FFZD5006—5	50	6	48.9	4	45.9	5	26.4	95.4	1997	71	71	15	110	15	90	9	15	9	84	M8×1	60	130		

注：1) K_C 是在预紧力 F_p 为 0.1Ca, 轴向载荷 F 为 0.3Ca 时的理论计算值。

2) 当轴向载荷 F 不等于 0.3Ca 时, $K_C = K \left(\frac{F}{0.3C_a} \right)^{\frac{1}{3}}$, 式中 K 是表中的刚度值, FFZD 型滚珠丝杠副正常工作环境温度范围 ± 60 。

$$l = 1.2 \text{ m}$$

$$\text{所以} \quad F_{\text{cr}} = \frac{\pi^2 EI_a}{(\mu l)^2} = \frac{\pi^2 \times 206 \times 10^9 \times 2.18 \times 10^{-7}}{(2/3 \times 1.2)^2} = 6.93 \times 10^5 \text{ N}$$

$$\text{故} \quad \frac{F_{\text{cr}}}{F_{\text{m}}} = \frac{6.93 \times 10^5}{3800} = 182.2 \gg [S] = 2.5 \sim 4 \quad (\text{参考表 2.10}), \text{丝杠是安全的, 不会失稳。}$$

表 2.10 稳定性系数

支承方式 有关系数	双推—自由 F—O	双推—简支 F—S	双推—双推 F—F
[S]	3~4	2.5~3.3	—
μ	2	2/3	—
f_c	1.875	3.927	4.730

注: μ —长度系数; f_c —临界转速系数。

② 临界转速 n_{cr} 验证。高速运转时, 需验算其是否会发生共振的最高转速, 要求丝杠最高转速 $n_{\text{max}} < n_{\text{cr}}$ 。

临界转速可按公式计算:

$$n_{\text{cr}} = 9910 \frac{f_c^2 d_1}{(\mu l)^2}$$

$$n_{\text{cr}} = 9910 \frac{f_c^2 d_1}{(\mu l)^2} = 9910 \times \frac{3.927^2 \times 0.0459}{(\frac{2}{3} \times 1.2)^2} \approx 10960 \text{ r/min}$$

$n_{\text{cr}} > n_{\text{max}} = 10000 \text{ r/min}$, 所以不会发生共振。

(5) 刚度验算

滚珠丝杠在工作负载 F (N) 和转矩 T (N·m) 共同作用下引起每个导程的变形量 ΔL_0 (m) 为

$$\Delta L_0 = \pm \frac{pF}{EA} \pm \frac{p^2 T}{2\pi GJ_c}$$

式中, A 为丝杠的截面积, $A = \frac{\pi}{4} d_1^2$ (m^2); J_c 为丝杠的极惯性矩, $J_c = \frac{\pi}{32} d_1^4$ (m^4); G 为

钢的切变模量, 对于钢 $G=83.3 \text{ GPA}$; T 为转矩 (N·m), $T = F_{\text{m}} \frac{D_0}{2} \tan(\lambda + \rho)$, 式中 ρ 为摩擦角, 这里取 $\tan \rho = 0.0025$, 即 $\rho = 8'40''$,

$$T = F_{\text{m}} \frac{D_0}{2} \tan(\lambda + \rho) = 3800 \times \frac{50}{2} \times 10^{-3} \tan(2'11'' + 8'40'') \approx 3.8 \text{ N·m}$$

按最不利的情况, 即取 $F=F_{\text{m}}$, 则

$$\Delta L_0 = \frac{pF}{EA} + \frac{p^2 T}{2\pi GJ_c} = \frac{4pF}{\pi E d_1^2} + \frac{16p^2 T}{\pi^2 G d_1^4}$$

$$= \left(\frac{4 \times 6 \times 10^{-3} \times 3800}{3.14 \times 206 \times 10^9 \times 0.0459^2} + \frac{16 \times (6 \times 10^{-3})^2 \times 3.8}{(3.14)^2 \times 83.3 \times 10^9 \times 0.0459^4} \right) \approx 6.752 \times 10^{-2} \mu\text{m}$$

丝杠在工作长度上的弹性变形所引起的导程误差为

$$\Delta L = l \frac{\Delta L_0}{p} = 1.2 \times \frac{6.752 \times 10^{-2}}{6 \times 10^{-3}} \approx 13.5 \mu\text{m}$$

通常要求丝杠的导程误差 ΔL 应小于其传动精度的 1/2, 即

$$\Delta L < \frac{1}{2} \sigma = \frac{1}{2} \times 0.03 \text{ mm} = 15 \mu\text{m}$$

该丝杠的导程误差 ΔL 满足上式, 所以其刚度可满足要求。

(6) 效率验算

滚珠丝杠副的传动效率 η 为

$$\eta = \frac{\tan \lambda}{\tan(\lambda + \rho)} = \frac{\tan(2^\circ 11')}{\tan(2^\circ 11' + 8' 40'')} = 0.939$$

η 要求在 90%~95% 之间, 所以该丝杠副能满足使用要求。

经上述计算验证, FFZD5006—5 各项性能指标均符合题目要求, 可选用。

2.3 支承部件

2.3.1 轴系的支承部件

轴系由轴及安装在轴上的齿轮、带轮等传动部件组成, 有主轴轴系和中间传动轴轴系。轴系的主要作用是传递扭矩及传动精确的回转运动, 它直接承受外力(力矩)。对于中间传动轴轴系一般要求不高。而对于完成主要作用的主轴轴系的旋转精度、刚度、热变形及抗振性等的要求较高。通常在设计轴系时要求:

(1) 旋转精度。旋转精度是指在装配之后, 在无负载、低速旋转的条件下, 轴前端的径向跳动和轴向窜动量。其大小取决于轴系各组成零件及支承部件的制造精度与装配调整精度。如高精密金刚石车刀切削加工机床主轴的轴端径向跳动量为 $0.025 \mu\text{m}$ 时, 才能达到零件加工表面粗糙度 $R_a < 0.05 \mu\text{m}$ 的要求。在工作转速下, 其旋转精度即它的运动精度取决于其转速、轴承性能以及轴系的动平衡状态。

(2) 刚度。轴系的刚度反映了轴系组件抵抗静、动载荷变形的能力。载荷为弯矩、转矩时, 相应的变形量为挠度、扭转角, 其刚度为抗弯刚度和抗扭刚度。轴系受载荷为径向力(如带轮、齿轮上承受的径向力)时会产生弯曲变形。所以除强度验算之外, 还必须进行刚度验算。

(3) 抗振性。轴系的振动表现为强迫振动和自激振动两种形式。其振动原因有轴系配件质量不匀引起的动不平衡、轴的刚度及单向受力等, 它们直接影响旋转精度和轴系寿命。对高速运动的轴系必须以提高其静刚度、动刚度、增大轴系阻尼比等措施来提高轴系的动态性能, 特别是抗振性。

(4) 热变形。轴系的受热会使轴伸长或使轴系零件间隙发生变化, 影响整个传动系统的传动精度、旋转精度及位置精度。又由于温度的上升会使润滑油的黏度发生变化, 使滑动或滚动轴承的承载能力降低。因此应采取措施将轴系部件的温升限制在一定范围之内。

(5) 轴上零件的布置。轴上传动件的布置是否合理对轴的受力变形、热变形及振动影响较大。因此在通过带轮将运动传入轴系尾部时, 应该采用卸荷式结构, 使带的拉力不直接作用在轴端; 另外传动齿轮应尽可能安置在靠近支承处, 以减少轴的弯曲和扭转变形。如主轴

上装有两对齿轮, 均应尽量靠近前支承, 并使传递扭矩大的齿轮副更靠近前支承, 使主轴受扭转部分的长度尽可能缩短。在传动齿轮的空间布置上, 也应尽量避免弯曲变形的重叠。例如: 机床主轴不仅受切削力还受传动齿轮的圆周力(均可等效为轴线上的径向力)的作用, 如按图 2.31(a)布置, 当传动齿轮 1 和 2 的圆周力 F_2 与作用在轴端的切削力 F_1 同向时, 轴端弯曲变形量 ($\Delta = \Delta_1 - \Delta_2$) 较小, 而前轴承的支承力 F_R 为最大。按图 2.31(b)布置时, 其 F_2 与 F_1 反向, 轴端变形量 ($\Delta = \Delta_1 + \Delta_2$) 为最大, 但前轴承的支承反力 F_R 最小。设计中要综合考虑这些因素的影响。

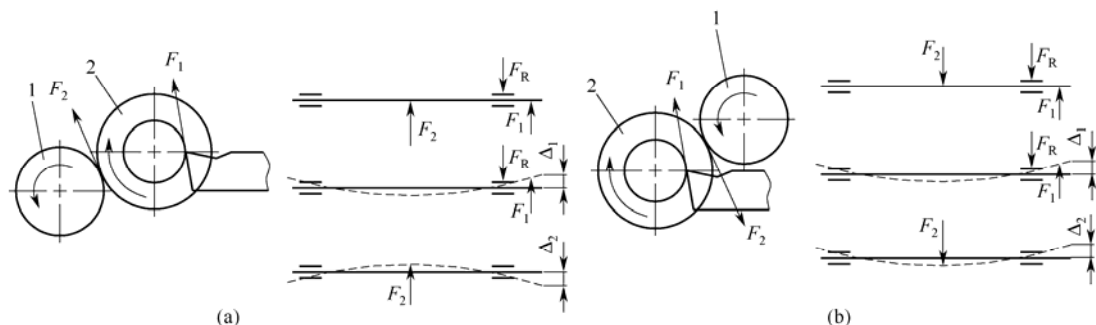


图 2.31 机床主轴传动齿轮空间布置比较

1. 轴系用轴承的类型与选择

轴系组件所用的轴承有滚动轴承和滑动轴承两大类。随着机床精度要求的提高和变速范围的扩大, 简单的滑动轴承难以满足要求, 滚动轴承的应用越来越广。滚动轴承不断发展, 不仅在性能上基本满足使用要求, 而且它由专业工厂大量生产, 因此质量容易控制。但滑动轴承所具有的工作平稳和抗振性好的特点, 是滚动轴承所难以代替的。所以出现了各种动压轴承及静压轴承, 使滑动轴承的应用范围在不断扩大, 尤其在一些精密机械设备上, 各种新式的滑动轴承得到了广泛应用。下面重点就滚动轴承进行介绍。

滚动轴承是广泛应用的机械支承。滚动轴承主要由滚动体支承轴上的负荷, 并与机座做相对旋转、摆动等运动, 以求在较小的摩擦力矩下, 达到传递功率的目的。近年来随着新材料、制造工艺、润滑及结构设计等诸方面的研究, 已大大提高滚动轴承的性能, 所以, 在各个领域中, 滚动轴承得到了广泛使用。随着工业的发展, 对滚动轴承的性能、寿命和可靠性提出了更高的要求。所以, 目前在世界范围内正广泛开展着以滚动轴承为主要对象的研究工作, 在结构设计、计算理论、试验方法、制造技术、装配技术、材料科学、润滑研究及应用选型设计等方面取得重要进展, 使滚动轴承的性能、寿命和可靠性已有大幅度的提高。

滚动轴承优良的性能、寿命和可靠性, 不仅仅取决于轴承的设计和制造, 而且还取决于应用设计。只有对滚动轴承及其系统的应用进行系统设计, 考虑影响滚动轴承可靠性和寿命的各种因素, 才能够确保滚动轴承性能的发挥和寿命的提高。可以说, 离开了滚动轴承系统的合理选型设计, 就无法考虑轴承的使用寿命。

滚动轴承有许多种类, 尽管 ISO、GB 标准中已经标准化, 但其尺寸范围仍然很宽, 因此给选择合适的轴承带来了困难。在设计轴系选择轴承时, 应该考虑以下几点:

- (1) 满足使用性能要求, 包括承载能力、旋转精度、刚度及转速等。
- (2) 满足安装空间要求。
- (3) 维护保养方便。

(4) 使用环境, 如温度、环境气氛对轴承的影响。

(5) 性价比。

在选择轴承时, 首先可根据需要选择轴承的类型, 同时考虑轴承的组合条件, 一般的选择流程如图 2.32 所示。滚动轴承所受载荷的大小、方向和性质, 是选择滚动轴承类型的主要依据。一般情况下, 滚子轴承比球轴承负荷能力大。各种滚动轴承的径向负荷和轴向负荷能力比较见图 2.33。

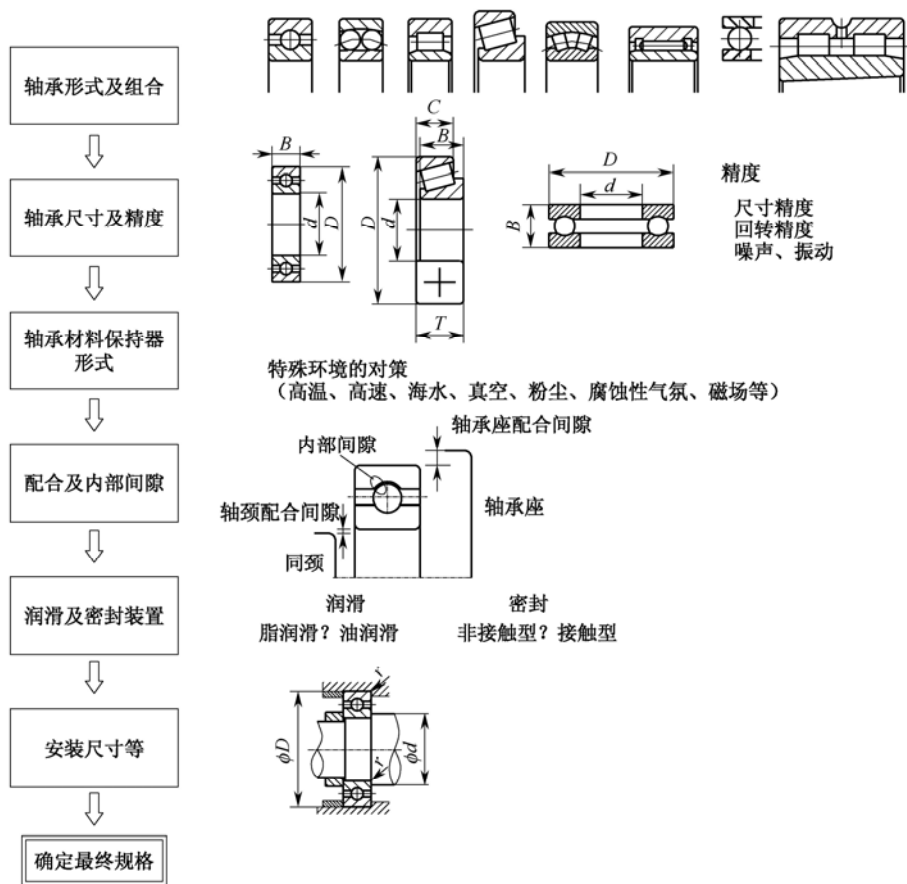


图 2.32 轴承选用流程

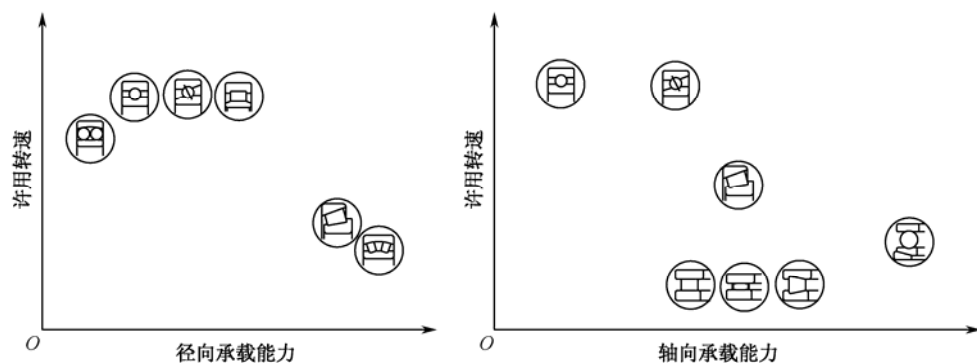


图 2.33 轴承径向和轴向承载能力比较

当滚动轴承承受纯轴向载荷时,一般选用推力轴承;当滚动轴承承受纯径向载荷时,一般选用深沟球轴承和短圆柱滚子轴承;当滚动轴承承受径向载荷的同时,还有不太大的轴向载荷时,可选用深沟球轴承、角接触球轴承、圆锥滚子轴承及调心球或调心滚子轴承;当轴向载荷较大时,可选择接触角较大的角接触球轴承及圆锥滚子轴承,或者选用向心轴承和推力轴承组合在一起,这在极高轴向负荷或特别要求有较大轴向刚性时尤为适宜。

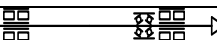
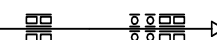
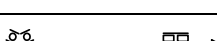
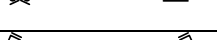
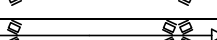
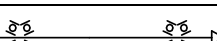
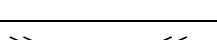

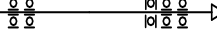
当采用角接触球轴承及圆锥滚子轴承时,由于轴承的接触角 $\alpha \neq 0$ 。因此,在工作时作用的径向载荷会派生出一轴向负荷,故在设计时应充分认识到这一点,建议成对地使用这类轴承。

短圆柱滚子轴承主要用于承受径向负荷。但是,内、外圈带有挡边的短圆柱滚子轴承,如 12000 型、42000 型和 92000 型轴承,也能承受一定的轴向负荷。在轴向负荷不大时,也可以选择这类轴承做两端固定支承。但是,作用于滚子两端的轴向负荷,由于其作用线不与滚子中心线重合,故相对滚子来讲将形成力矩,此力矩将使滚子在轴承轴向平面内倾斜,改变沿滚子长度上的负荷分布。轴向载荷与径向载荷之比越大,这种倾斜越严重。所以,一般使用时,轴向负荷应小于径向负荷的 0.13 倍,此时,轴向负荷对短圆柱滚子轴承的寿命影响甚小,可以不予考虑。

2. 常用几种主轴滚动轴承配置

表 2.11 列出几种典型主轴轴承的配置形式及工作性能。

表 2.11 常见主轴滚动轴承配置形式及工作性能

序号	轴承配置形式	前支承轴承 型号		后支承轴承 型号		前支承 承载能力		刚度		振摆		温升		极限 转速	热变形 前端位移
		径向	轴向	径向	轴向	径向	轴向	径向	轴向	径向	轴向	总的	前支承		
1		NN3000	230000	NN3000		1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
2		NN3000	5100 两个	NN3000		1.0	1.0	0.9	3.0	1.0	1.0	1.15	1.2	0.65	1.0
3		NN3000		30000 两个			0.6		0.7		1.0	0.6	0.5	1.0	3.0
4		3000		3000		0.8	1.0	0.7	1.0	1.0	1.0	0.8	0.75	0.6	0.8
5		3500		3000		1.5	1.0	1.13	1.0	1.0	1.4	1.4	0.6	0.8	0.8
6		30000 两个		30000 两个		0.7	0.7	0.45	1.0	1.0	1.0	0.7	0.5	1.2	0.8
7		30000 两个		30000 两个		0.7	1.0	0.35	2.0	1.0	1.0	0.7	0.5	1.2	0.8
8		30000 两个	5100	30000	8000	0.7	1.0	0.35	1.5	1.0	1.0	0.85	0.7	0.75	0.8
9		84000	5100	84000	8000	0.6	1.0	1.0	1.5	1.0	1.0	1.1	1.0	0.5	0.9

注:设这些主轴组件结构尺寸大致相同,并将第一种形式的工作性能指标均设为 1.0,其他形式的性能指标值均以第一种为参考。

3. 其他轴承

(1) 非标滚动轴承

非标滚动轴承适应轴承精度要求较高,结构尺寸较小或因特殊要求而未能采用标准轴承

而需自行设计的情形。图 2.34 为微型滚动轴承, 图(a)与图(b)具有杯形外圈而没有内圈, 锥形轴颈与滚珠直接接触, 其轴向间隙由弹簧或螺母调整, 图(c)采用碟形垫圈来消除轴向间隙, 垫圈的作用力比作用在轴承上的最大轴向力大 2~3 倍。

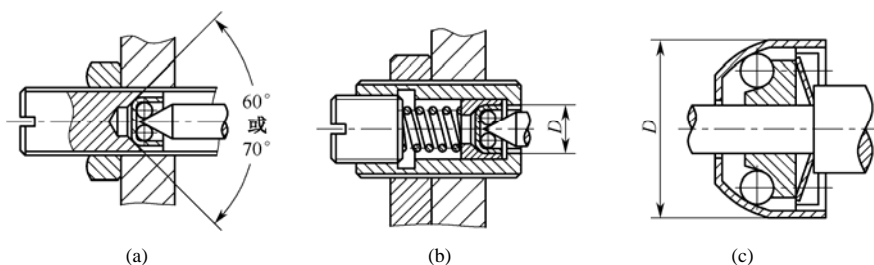


图 2.34 微型滚动轴承

(2) 静压轴承

滑动轴承阻尼性能好、支承精度高, 具有良好的抗振性和运动平稳性。按照液体介质的不同, 目前使用的有液体滑动轴承和气体滑动轴承两大类。按油膜和气膜压强的形成方法又有动压、静压和动静压相结合的轴承之分。

动压轴承是在轴旋转时, 油(气)被带入轴与轴承间所形成的楔形间隙中, 由于间隙逐渐变窄, 使压强升高, 将轴浮起而形成油(气)楔, 以承受载荷。其承载能力与滑动表面的线速度成正比, 低速时承载能力很低。故动压轴承只适用于速度很高且速度变化不大的场合。

静压轴承是利用外部供油(气)装置将具有一定压力的液(气)体通过油(气)孔进入轴套油(气)腔, 将轴浮起而形成压力油(气)膜, 以承受载荷。其承载能力与滑动表面的线速度无关, 故广泛应用于低中速、大载荷、高精度的机器。它具有刚度大、精度高、抗振性好、摩擦阻力小等优点。

液体静压轴承工作原理如图 2.35 所示, 油腔 1 为轴套 8 内面上的凹入部分; 包围油腔的四周称为封油面; 封油面与运动表面构成的间隙称为油膜厚度。为了承载, 需要流量补偿。补偿流量的机构称为补偿元件, 也称节流器, 如图中右侧所示。压力油经节流器第一次节流后流入油腔, 又经过封油面第二次节流后从轴向(端面)和周向(回油槽 7)流入油箱。

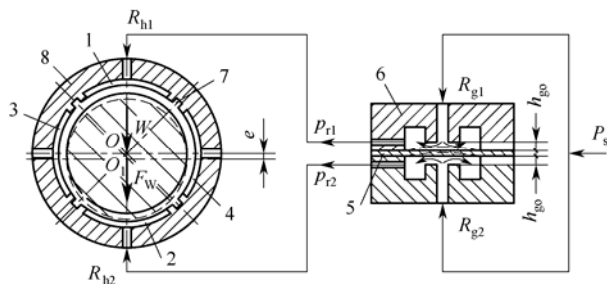


图 2.35 液体静压轴承工作原理

1、2、3、4—油腔; 5—金属薄膜; 6—圆盒; 7—回油槽; 8—轴套

在不考虑轴的重量, 且四个节流器的液阻相等(即 $R_{g1} = R_{g2} = R_{g3} = R_{g4} = R_{g0}$) 时, 油腔 1、2、3、4 的压力相等(即 $p_{r1} = p_{r2} = p_{r3} = p_{r4} = p_{r0}$), 主轴被一层油膜隔开, 油膜厚度为 A_0 。轴和轴套中心重合。

考虑轴的径向载荷 W 作用时, 轴心 O 移至 O_1 , 位移为 e , 各个油腔压力就发生变化, 油腔 1 的间隙增大, 其液阻 R_{h1} 减小, 油腔压力 p_{r1} 降低; 油腔 2 却相反; 油腔 3、4 压力相等。若油腔 1、2 的油压变化而产生的压力差能满足 $p_{r2} - p_{r1} = F_w/A$ (A 为每个油腔有效承载面积, 设四个油腔面积相等), 主轴便处于新的平衡位置, 即轴向下位移很小的距离, 但远小于油膜厚度 A_0 , 轴仍然处在液体支承状态下旋转。

因为流经每个油腔的流量 Q_{ho} 等于流经节流器的流量 Q_{go} , 即 $Q_h = Q_g = Q_o$ 。设 P_s 为节流器进口前的系统油压, R_h (R_{h1} 、 R_{h2} 、 R_{h3} 、 R_{h4}) 为各油腔的液阻, 则 $Q = p_r/R_h = (p_s - p_r)/R_g$, 求得油腔压力为

$$p_r = \frac{P_s}{1 + R_g/R_h}$$

$$\text{对于油腔 1 和 2: } p_{r1} = \frac{P_s}{1 + R_{g1}/R_{h1}}, \quad p_{r2} = \frac{P_s}{1 + R_{g2}/R_{h2}}。$$

当主轴受到载荷 W 作用下降时, 油腔液阻 $R_{h2} > R_{h1}$, 同时节流器中节流薄膜上凸到虚线位置, 节流器液阻 $R_{g2} < R_{g1}$; 二者同时作用, 使 $p_{r2} \gg p_{r1}$, 轴的下降位移很小, 即油膜刚度很大。

可见液体静压支承的两个特点: 若轴重不计, 压力油通入先把轴托到轴瓦中心脱离接触, 再无机摩擦启动轴; 载荷作用使轴偏离中心, 油膜压力有自动调节作用, 将轴托向原位。

节流器的作用是调节支承各油腔的压力, 使轴受载偏离中心时能自动部分恢复。常用的有小孔节流器、毛细管节流器、薄膜节流器等。

小孔节流器的孔径远大于孔长, 油液几乎没有沿程摩擦损失, 通过小孔的流量同液体黏度无关, 液体流动是紊流。优点是结构简单尺寸小, 油腔刚度较大。缺点是温度变化引起的流体黏度变化将影响油腔工作性能。

毛细管节流器的长度远大于孔径, 形状有直管、螺旋管和环形管等。优点是温升变化小, 油液的流动是层流, 工作性能稳定, 缺点是轴向长度大。

薄膜节流器如图 2.36 所示由两个中间有凸台的圆盒 6 及两圆盒间的金属弹性薄膜片 5 组成。油液从薄膜片两边的间隙 h_{g0} 流入轴承上下油腔 (左、右油腔另有一节流器)。当轴不受载荷时, 薄膜处于平直状态, 两边节流间隙大小相等, 油腔压力 $p_{r1} = p_{r2}$, 轴与轴承套同心。当轴受载荷后, 不仅上下油腔间隙发生变化, 同时上下流量发生变化使节流器液阻变化, 即 $p_{r2} > p_{r1}$, 而且还使薄膜向压力小的一侧弯曲 (向上凸起), 引起上侧液阻 R_{g1} 增大, 油压 p_{r1} 便减小, 同时使下侧液阻 R_{g2} 减小, 油压 p_{r2} 便增大。这样上下油腔的压力差进一步增大以平衡外载荷, 此即薄膜的反馈作用。

(3) 磁悬浮轴承

磁悬浮轴承是利用磁场力将轴无机摩擦、无润滑地悬浮在空间的一种新型轴承。其工作原理如图 2.36 所示。径向磁悬浮轴承由转子 4 (转动部件) 和定子 6 (固定部件) 两部分组成。定子部分装上电磁体, 保持转子悬浮在磁场中。转子转动时, 由位移传感器 5 检测转子的偏心, 并通过反馈与基准信号 1 (转子的理想位置) 进行比较, 调节器 2 根据偏差信号进行调节, 并把调节信号送到功率放大器 3 以改变电磁体 (定子) 的电流, 从而改变磁悬浮力的大小, 使转子恢复到理想位置。

径向磁悬浮轴承的转轴 (如主轴) 一般要配备辅助轴承, 工作时辅助轴承不与转轴接触,

当断电或磁悬浮失控时能托住高速旋转的转轴,起到安全保护作用。辅助轴承与转子之间的间隙一般等于转子与电磁体气隙的一半。轴向悬浮轴承的工作原理与径向磁悬浮轴承相同。

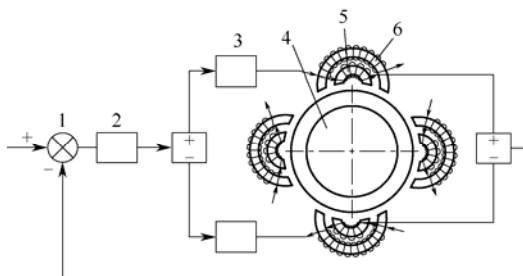


图 2.36 磁力轴承

1—基准信号; 2—调节器; 3—功率放大器; 4—转子; 5—位移传感器; 6—定子

2.3.2 导轨

1. 导轨副的种类及基本要求

各种机械运行时,由导轨副保证执行件的正确运动轨迹,并影响执行件的运动特性。导轨副包括运动导轨和支承导轨两部分。支承导轨用以支承和约束运动导轨,使之按功能要求做正确的运动。

(1) 按导轨副运动导轨的轨迹分类

① 直线运动导轨副。支承导轨约束了运动导轨的五个自由度,仅保留沿给定方向的直线移动自由度。

② 旋转运动导轨副。支承导轨约束了运动导轨的五个自由度,仅保留绕给定轴线的旋转运动自由度。

(2) 按导轨副导轨面间的摩擦性质分类

① 滑动摩擦导轨副。

② 滚动摩擦导轨副。

③ 流体摩擦导轨副。

(3) 按导轨副结构分类

① 开式导轨。必须借助运动件的自重或外载荷,才能保证在一定的空间位置和受力状态下,运动导轨和支承导轨的工作面保持可靠的接触,从而保证运动导轨的规定运动。开式导轨一般受温度变化的影响较小。

② 闭式导轨。借助导轨副本身的封闭式结构,保证在变化的空间位置和受力状态下,运动导轨和支承导轨的工作面都能保持可靠的接触,从而保证运动导轨的规定运动。闭式导轨一般受温度变化的影响较小。

(4) 按直线运动导轨副的基本截面形状分类

① 矩形导轨。如图 2.38 所示,导轨面上的支反力与外载荷相等,承载能力较大。承载面(顶面)和导向面(侧面)分开,精度保持性较好。加工维修较方便。矩形导轨分为凸矩形和凹矩形。凹矩形易存润滑油,但也易积灰尘污物,必须进行防护。

② 三角形导轨。如图 2.38 所示,导轨面上的支反力大于载荷,使摩擦力增大,承载面与导向面重合,磨损量能自动补偿,导向精度较高。顶角在 $90^\circ \pm 30^\circ$ 范围内变化。顶角越小,

导向精度越高,但摩擦力也越大。故小顶角用于轻载精密机械,大顶角用于大型机械。凹形与凸形的作用同前,凹形也称V形导轨。

③ 燕尾形导轨。如图 2.37 所示,在承受颠覆力矩的条件下高度较小,用于多坐标多层工作台,使总高度减小,加工维修较困难。凹形与凸形的作用同前。

以上三种导轨形状均由直线组成,称为棱柱面导轨。



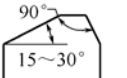
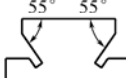

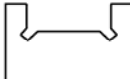
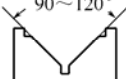
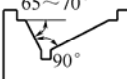
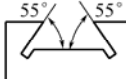
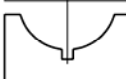
	矩形	对称三角形	不对称三角形	燕尾形	圆形
凸形					
凹形					

图 2.37 导轨的截面形状

④ 圆形导轨。如图 2.38 所示,制造方便,外圆采用磨削,内孔经过研磨,可达到精密配合,但磨损后很难调整和补偿间隙,圆柱形导轨有两个自由度,适用于同时做直线运动和转动的地方。若要限制转动,可在圆柱表面开键槽或加工出平面,但不能承受大的扭矩,也可采用双圆柱导轨。圆柱导轨用于承受轴向载荷的场合。

(5) 导轨副的组合形式

① 双矩形组合。各种机械执行件的导轨一般由两条导轨组合,高精度或重载下才考虑两条以上的导轨组合。两条矩形导轨的组合突出了矩形导轨的优、缺点。侧面导向有以下两种组合:宽式组合,两导向侧面间的距离大,承受力矩时产生的摩擦力矩较小,为考虑热变形,导向面间隙较大,影响导向精度;窄式组合,两导向侧面间的距离小,导向面间隙较小。承受力矩时产生的摩擦力矩较大,可能产生自锁。

② 双三角形组合。两条三角形导轨的组合突出了三角形导轨的优、缺点,但工艺性差。用于高精度机械。

③ 矩形—三角形组合。导向性优于双矩形组合,承载能力优于双三角形组合,工艺性介于二者之间,应用广泛。但要注意:若两条导轨上的载荷相等,则摩擦力不等使磨损量不同,破坏了两导轨的等高性。结构设计时应注意,一方面要在二导轨面上摩擦力相等的前提下使载荷非对称布置,一方面要使牵引力通过二导轨面上摩擦力合力的作用线。若因结构布置等原因不能做到,则应使牵引力与摩擦合力形成的力偶尽量减小。

④ 三角形—平面导轨组合。这种组合形式的导轨具有三角形和矩形组合导轨的基本特点,但由于没有闭合导轨装置,因此只能用于受力向下的场合。

对于三角形和矩形、三角形和平面组合导轨,由于三角形和矩形(或平面)导轨的摩擦阻力不相等,因此在布置牵引力的位置时,应使导轨的摩擦阻力的合力与牵引力在同一直线上,否则就会产生力矩,使三角形导轨对角接触,影响运动件的导向精度和运动的灵活性。

⑤ 燕尾形导轨及其组合。燕尾形组合导轨的特点是制造、调试方便;燕尾形与矩形组合时,它兼有调整方便和能承受较大力矩的优点,多用于横梁、立柱和摇臂等导轨。

(6) 导轨副应满足的基本要求

① 导向精度。导向精度主要是指动导轨沿支承导轨运动的直线度或圆度。影响它的因素有：导轨的几何精度、接触精度、结构形式、刚度、热变形、装配质量以及液体动压和静压导轨的油膜厚度、油膜刚度等。

② 耐磨性。是指导轨在长期使用过程中能否保持一定的导向精度。因导轨在工作过程中难免有所磨损，所以应力求减小磨损量，并在磨损后能自动补偿或便于调整。

③ 疲劳和压溃。导轨面由于过载或接触应力不均匀而使导轨表面产生弹性变形，反复运行多次后就会形成疲劳点，呈塑性变形，表面形成龟裂、剥落而出现凹坑，这种现象就是压溃。疲劳和压溃是滚动导轨失效的主要原因，为此应控制滚动导轨承受的最大载荷和受载的均匀性。

④ 刚度。导轨受力变形会影响导轨的导向精度及部件之间的相对位置，因此要求导轨应有足够的刚度。为减轻或平衡外力的影响，可采用加大导轨尺寸或添加辅助导轨的方法提高刚度。

⑤ 低速运动平稳性。低速运动时，作为运动部件的动导轨易产生爬行现象。低速运动的平稳性与导轨的结构和润滑、动静摩擦系数的差值，以及导轨的刚度等有关。

⑥ 结构工艺性。设计导轨时，要注意制造、调整和维修的方便，力求结构简单，工艺性及经济性好。

2. 导轨副间隙调整

为保证导轨正常工作，导轨滑动表面之间应保持适当的间隙。间隙过小，会增加摩擦阻力；间隙过大，会降低导向精度。导轨的间隙如依靠刮研来保证，要费很大的劳动量，而且导轨经长期使用后，会因磨损而增大间隙，需要及时调整，故导轨应有间隙调整装置。矩形导轨需要在垂直和水平两个方向上调整间隙。

常用的调整方法有压板和镶条法两种方法。对燕尾形导轨可采用镶条（垫片）方法同时调整垂直和水平两个方向的间隙（见图 2.38）。对矩形导轨可采用修刮压板、调整垫片的厚度或调整螺钉的方法进行间隙的调整（见图 2.39）。

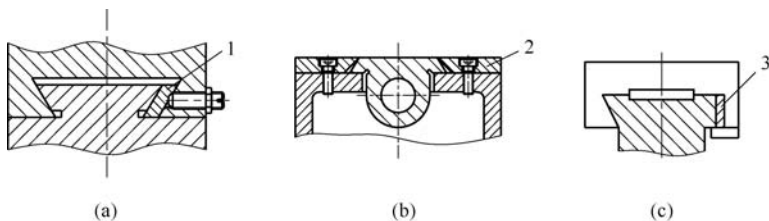


图 2.38 燕尾形导轨及其组合的间隙调整

1—斜镶条；2—压板；3—直镶条

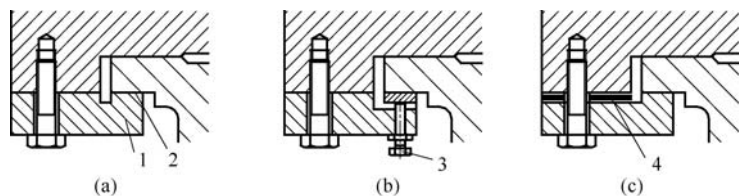


图 2.39 矩形导轨垂直方向间隙的调整

1—压板；2—接合面；3—调整螺钉；4—调整垫片

3. 导轨副的材料选择

滑动导轨常用材料有铸铁、钢、有色金属和塑料等。

(1) 铸铁

铸铁有良好的耐磨性、抗振性和工艺性。常用铸铁的种类有：

① 灰铸铁。一般选择 HT200，用于手工刮研、中等精度和运动速度较低的导轨，硬度在 HB180 以上。

② 孕育铸铁。把硅铝孕育剂加入铁水而得，耐磨性高于灰铸铁。

③ 合金铸铁。包括：含磷量高于 0.3% 的高磷铸铁，耐磨性高于孕育铸铁一倍以上；磷铜钨铸铁和钒钨铸铁，耐磨性高于孕育铸铁二倍以上；各种稀土合金铸铁，有很高的耐磨性和机械性能。

铸铁导轨的热处理方法，通常有接触电阻淬火和中高频感应淬火。接触电阻淬火，淬硬层为 0.15~0.2 mm。硬度可达 HRC55。中高频感应淬火，淬硬层为 2~3 mm，硬度可达 HRC48~55，耐磨性可提高二倍，但在导轨全长上依次淬火易产生变形，全长上同时淬火需要相应的设备。

(2) 钢

镶钢导轨的耐磨性较铸铁可提高 5 倍以上。常用的钢有：9Mn2V、CrWMn、GCr15、T8A、45、40Cr 等采用表面淬火或整体淬硬处理，硬度为 52~58 HRC；20Cr、20CrMnTi、15 等渗碳淬火，渗碳淬硬至 56~62 HRC；38CrMoAlA 等采用氮化处理。

(3) 有色金属

常用的有色金属有黄铜 HPb59-1、锡青铜 ZCuSn6Pb3Zn6、铝青铜 ZQAl9-2、锌合金 ZZn-Al10-5、超硬铝 LC4、铸铝 ZL106 等，其中以铝青铜较好。

(4) 塑料

镶装塑料导轨具有耐磨性好（但略低于铝青铜），抗振性能好，工作温度适应范围广（-200~+260℃），抗撕伤能力强，动、静摩擦系数低、差别小，可降低低速运动的临界速度，加工性和化学稳定性好，工艺简单，成本低等优点。目前在各类机床的动导轨及图形发生器工作台的导轨上都有应用。塑料导轨多与不淬火的铸铁导轨搭配。

导轨的使用寿命取决于导轨的结构、材料、制造质量、热处理方法，以及使用与维护。提高导轨的耐磨性，使其在较长时期内保持一定的导向精度，就能延长设备的使用寿命。常用的提高导轨耐磨性的方法有：采用镶装导轨，提高导轨的精度与改善表面粗糙度，采用卸荷装置减小导轨单位面积上的压力（即比压）等。

4. 滚动导轨副

(1) 滚动导轨的特点

① 滚动直线导轨副是在滑块与导轨之间放入适当的钢珠（见图 2.40），使滑块与导轨之间的滑动摩擦变为滚动摩擦，大大降低二者之间的运动摩擦阻力，从而获得：

- 动、静摩擦力之差很小，随动性极好，即驱动信号与机械动作滞后的时间间隔极短，有益于提高数控系统的响应速度和灵敏度。
- 驱动功率大幅度下降，只相当于普通机械的十分之一。
- 与 V 形十字交叉滚子导轨相比，摩擦阻力可下降为 1/40 左右。

- 适应高速直线运动,其瞬时速度比滑动导轨提高约 10 倍。
- 能实现高定位精度和重复定位精度。
- 能实现无间隙运动,提高机械系统的运动刚度。

② 承载能力大。其滚道采用圆弧形式,增大了滚动体与圆弧滚道接触面积,从而大大地提高了导轨的承载能力,可达到平面滚道形式的 13 倍。采用合理比值的圆弧沟槽,接触应力小,承接能力及刚度比平面与钢球点接触时大大提高,滚动摩擦力比双圆弧滚道有明显降低。

③ 刚性强。在该导轨制作时,常需要预加载荷,这使导轨系统刚度得以提高。所以滚动直线导轨在工作时能承受较大的冲击和振动。

④ 寿命长。由于是纯滚动,摩擦系数为滑动导轨的 1/50 左右,磨损小,因而寿命长,功耗低,便于机械小型化。

⑤ 成对使用导轨副时,具有“误差均化效应”,从而降低基础件(导轨安装面)的加工精度要求,降低基础件的机械制造成本与难度。

⑥ 传动平稳可靠。由于摩擦力小,动作轻便,因而定位精度高,微量移动灵活准确。

⑦ 具有结构自调整能力。装配调整容易,因此降低了对配件加工精度要求。

⑧ 导轨采用表面硬化处理,使导轨具有良好的耐磨性,保持良好的机械性能。

⑨ 简化了机械结构的设计和制造。

(2) 滚动直线导轨的分类

① 按滚动体的形状分类。有钢珠式和滚柱式两种,如图 2.40(a)、(b)所示。滚柱式由于为线接触,故其有较高的承载能力,但摩擦力也较大,同时加工装配也相对复杂。目前使用较多的是钢珠式。

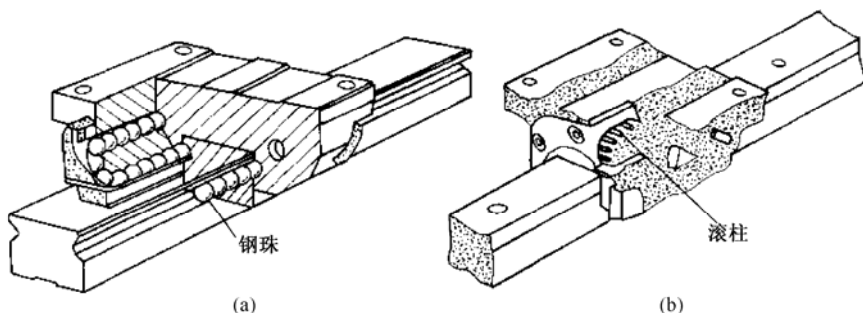


图 2.40 滚动直线导轨结构

② 按导轨截面形状分类。有矩形和梯形两种,见图 2.41。其中图 2.41(a)所示为四方向等载荷式,导轨截面为矩形,承载时各方向受力大小相等。梯形截面如图 2.41(b)所示,导轨能承受较大的垂直载荷,而其他方向的承载能力较低,但对于安装基准的误差调节能力较强。

③ 按滚道沟槽形状分类。有单圆弧和双圆弧二种,见图 2.42。单圆弧沟槽为二点接触,如图 2.42(a)所示。双圆弧沟槽为四点接触,如图 2.42(b)所示。前者运动摩擦和安装基准平均作用比后者要小,但其静刚度比后者稍差。

常用的滚动直线导轨副如图 2.43 所示,图 2.44 为 GGB 系列直线滚动导轨型号编制规则。

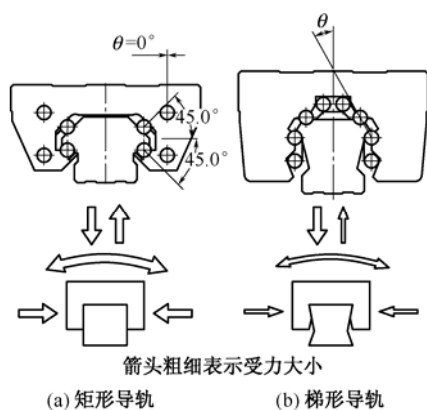


图 2.41 滚动直线导轨的截面形状

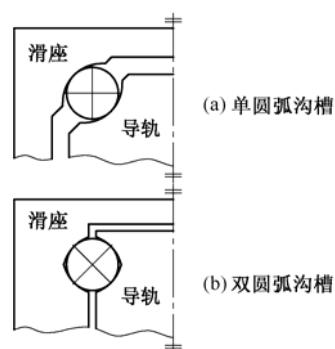


图 2.42 滚动直线导轨沟槽形状



图 2.43 滚动直线导轨副结构形式

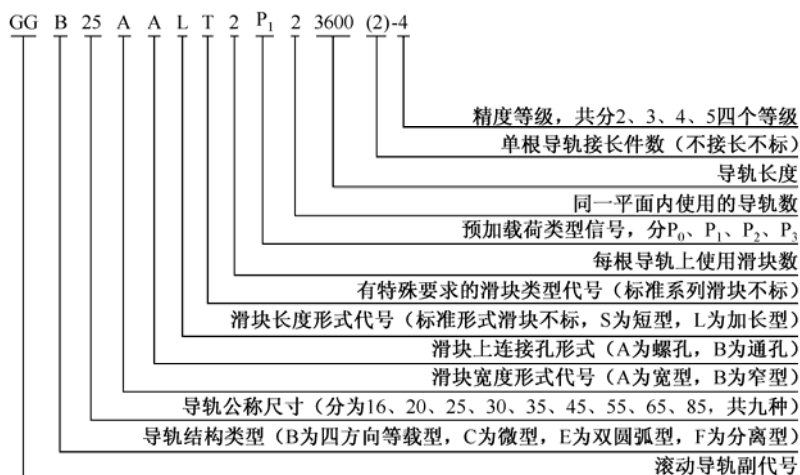


图 2.44 GGB 系列直线滚动导轨型号编制规则

(3) 滚动直线导轨的有关计算

循环式直线导轨副的承载能力用额定动载荷 C_a 和额定静载荷 C_{0a} 表示。其额定寿命 L 用下式计算:

$$L = \frac{2 \times l_s \times n_z \times 60 \times L_h}{10^3} \quad (2.21)$$

式中, L 为额定寿命 (km); l_s 为行程长度 (m); n_z 为每分钟往复次数; L_h 为小时为单位的额定寿命。

额定寿命 L 与额定动载荷 C_a 的关系式可表示为

$$L = \left(\frac{f_h f_t f_c f_a C_a}{f_w P} \right)^\varepsilon K \quad (\text{km}) \quad (2.22)$$

式中, P 为实际工作载荷 (kN); ε 为指数, 滚珠 $\varepsilon=3$, 滚子 $\varepsilon=10/3$; K 为额定寿命单位, 滚珠 $K=50 \text{ km}$, 滚子 $K=100 \text{ km}$; f_h 为硬度系数, $f_h = \left(\frac{\text{滚道实际硬度HRC}}{58} \right)^{3.6}$; f_t 为温度系数, 查表 2.12; f_c 为接触系数, 查表 2.13; f_a 为精度系数, 查表 2.14; f_w 为载荷系数, 查表 2.15。

表 2.12 温度系数

工作温度 (°C)	f_t
≤ 100	1.00
$>100 \sim 150$	0.90
$>150 \sim 200$	0.73
$>200 \sim 250$	0.60

表 2.13 接触系数

每根导轨上的滑块数	f_c
1	1.00
2	0.81
3	0.72
4	0.66
5	0.61

表 2.14 精度系数

精度系数	C	D	E	F	G	H
f_a	1.0	1.0	0.9	0.9	0.8	0.7

表 2.15 载荷系数

工 作 条 件	f_w
无外部冲击或振动的低速运动场合, 速度小于 15 m/min	1~1.5
无明显冲击或振动的中速运动场合, 速度小于 60 m/min	1.5~2
有外部冲击或振动的高速运动场合, 速度大于 60 m/min	2~3.5

例 2-2 如图 2.45 所示, 中等精度水平安装直线滚动支承系统, 工作台质量 $m=200 \text{ kg}$, 负载 $P=6 \text{ kN}$, 有效行程 $L_s=1 \text{ m}$, 每分钟往复次数 $n_z=8$, 移动速度 $v_s=16 \text{ m/min}$ 。常温运行, 无明显冲击振动, 目标寿命 10 年, 试选择 GGB 型直线滚动导轨副的规格。

分析: 直线运动滚动支承系统所受的负荷, 受下列各种因素的影响: 配置形式 (水平、垂直、横排等), 移动件的重心和受力点位置, 导轨上移动件牵引力的作用点, 启动及终止时的惯性力, 以及运动阻力等。

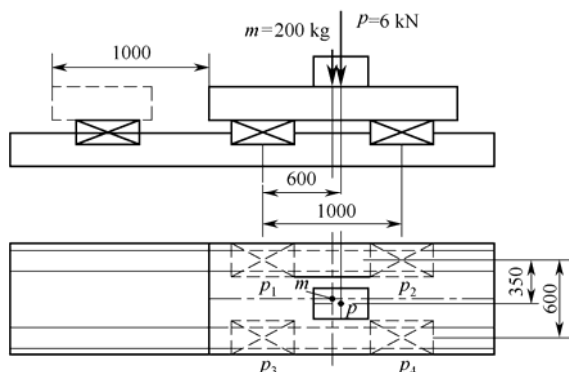


图 2.45 直线滚动支承系统

按照工程力学可求出每个滑块承受的载荷，便于选用合适的导轨和滑块数。如图 2.46 所示，滑块移动的卧式导轨副， W 为作用于同一平面内若干滚动直线导轨副的总载荷，由于作用点不在几何中心，则 P_{c1} 、 P_{c2} 、 P_{c3} 、 P_{c4} 间有如下关系：

$$\begin{aligned} P_{c1} &= \frac{W}{4} + \frac{W}{2} \times \frac{b}{B} - \frac{W}{2} \times \frac{h}{H} & P_{c2} &= \frac{W}{4} - \frac{W}{2} \times \frac{b}{B} - \frac{W}{2} \times \frac{h}{H} \\ P_{c3} &= \frac{W}{4} - \frac{W}{2} \times \frac{b}{B} + \frac{W}{2} \times \frac{h}{H} & P_{c4} &= \frac{W}{4} + \frac{W}{2} \times \frac{b}{B} + \frac{W}{2} \times \frac{h}{H} \end{aligned}$$

本题中， m 作用在几何中心，而 P 不在几何中心，因此计算时应注意。

解：选 E 级精度，各项系数分别为

$$f_h = 1, f_t = 1, f_c = 0.81, f_a = 0.9, f_w = 1.8$$

寿命按每年工作 300 天，每天 2 班，每班 8 小时，开机率以 0.8 计。

$$L_h = 10 \times 300 \times 2 \times 8 \times 0.8 = 38400 \text{ h}$$

$$L = \frac{2 \times l_s \times n_z \times 60 \times L_h}{10^3} = \frac{2 \times 1 \times 8 \times 60 \times 38400}{10^3} = 36864 \text{ km}$$

计算每个滑块的载荷，工作台重力为 2 kN，工作载荷为 6 kN。

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{2}{4} + \frac{6}{4} - \left(\frac{600 - 400}{2 \times 1000} + \frac{350 - 250}{2 \times 600} \right) \times \frac{6}{2} = 1.45 \text{ kN} \\ P_2 &= \frac{2}{4} + \frac{6}{4} + \left(\frac{600 - 400}{2 \times 1000} - \frac{350 - 250}{2 \times 600} \right) \times \frac{6}{2} = 2.05 \text{ kN} \\ P_3 &= \frac{2}{4} + \frac{6}{4} - \left(\frac{600 - 400}{2 \times 1000} - \frac{350 - 250}{2 \times 600} \right) \times \frac{6}{2} = 1.95 \text{ kN} \\ P_4 &= \frac{2}{4} + \frac{6}{4} + \left(\frac{600 - 400}{2 \times 1000} + \frac{350 - 250}{2 \times 600} \right) \times \frac{6}{2} = 2.55 \text{ kN} \end{aligned}$$

取最大值 $P_4 = 2.55 \text{ kN}$ ，计算需要的动载荷 C_a

$$C_a = \frac{f_w P}{f_h f_t f_c f_a} \sqrt[3]{\frac{L}{50}} = \frac{1.8 \times 2.55}{1 \times 1 \times 0.81 \times 0.9} \sqrt[3]{\frac{36864}{50}} = 56.88 \text{ kN}$$

因此，从表中选 GGB55-AA2P12×2200×E 直线滚动导轨副，其 $C_a = 79.4 \text{ kN}$ ， $C_{oa} = 101 \text{ kN}$ 。

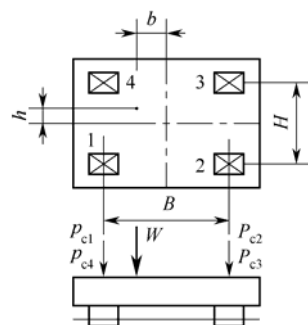


图 2.46 载荷计算分析

2.3.3 支承件

支承件是机电一体化设备中的基础部件。设备的零部件安装在支承件上或在其导轨面上运动。所以,支承件既起支承作用,承受其他零部件的重量,及在其上保持相对的运动,又起基准定位作用,保证部件间的相对位置。因此,支承件是设备中十分重要的零部件。

1. 支承件设计的基本要求

(1) 应具有足够的刚度和抗振性

由于支承件的自重和其他零部件的质量以及运动部件惯性力的作用,使其本身或与其他零部件的接触表面发生变形。若变形过大会影响设备的精度或工作时产生振动。为了减小受力变形,支承件应具有足够的刚度。

刚度是抵抗载荷弹性变形的能力,分为静刚度和动刚度。抵抗恒定载荷变形的能力称为静刚度;抵抗交变载荷变形的能力称为动刚度。如果基础部件的刚性不足,则在工件的重力、夹紧力、摩擦力、惯性力和工作载荷等的作用下,就会产生变形、振动或爬行,而影响产品定位精度、加工精度及其他性能。

机座或机架的静刚度,主要是指它们的结构刚度和接触刚度。动刚度与静刚度、材料阻尼及固有振动频率有关。在共振条件下的动刚度 K_ω 可用下式表示:

$$K_\omega = 2K\xi = 2K \frac{B}{\omega_n} \quad (2.23)$$

式中, K 为静刚度 (N/m); ξ 为阻尼比; B 为阻尼系数; ω_n 为固有振动频率 (1/s)。

动刚度是衡量抗振性的主要指标,在一般情况下,动刚度越大,抗振性越好。抗振性是指承受受迫振动的能力。受迫振动的振源可能存在于系统 (或产品) 内部,为驱动电动机转子或转动部件旋转时的不平衡惯性力等。振源也可能来自于设备的外部,如邻近机器设备、运行车辆、人员活动等。

抗振性包括两个方面的含义:①抵抗受迫振动的能力,即能限制受迫振动的振幅不超过允许值的能力;②抵抗自激振动的能力。例如机床在进行切削过程中,由于切削力的变化或外界的激振,使机床产生不允许的振动,影响其加工质量,严重时甚至不能进行工作。设备的刚度与抗振性有一定的关系,如果刚度不足,则容易产生振动。

(2) 应具有较小的热变形和热应力

设备在工作时由于传动系统中的齿轮、轴承,以及导轨等因摩擦而发热,电动机、强光灯、加热器等热源散发出的热量,都将传到支承件上,由于热量分布、散发的不均匀,支承件各处温度不同,由此产生热变形,影响系统原有精度。对于数控机床及其他精密机床,热变形对机床的加工精度有极其重要的影响。在设计这类设备时,应予以足够的重视。

(3) 耐磨性

为了使设备能持久地保持其精度,支承件上的导轨应具有良好的耐磨性。因此对导轨的材料、结构和形状、热处理及保护和润滑等应做周密的考虑。

(4) 结构工艺性及其他要求

设计支承件时,还应考虑毛坯制造、机械加工和装配的结构工艺性。正确地进行结构设计和必要的计算以保证用最少的材料达到最佳的性能指标,并达到缩短生产周期、降低造价、操作方便、搬运装吊安全等要求。

2. 支承件的材料选择

支承件的材料,除应满足上述要求外,还应保证足够的强度、冲击韧性和耐磨性等。目前常用的材料有铸铁、钢板和型钢、天然和人造花岗岩、预应力钢筋混凝土等。

(1) 铸铁

铸造可以铸出形状复杂的支承件,铸铁中的片状或球状石墨在振动时形成阻尼,抗振性比钢高3倍。但生产铸铁支承件需要制作木模、芯盒等,制造周期长,成本高,故适宜于成批生产。

常用铸铁的种类有:

① 一级灰口铸铁 HT200。抗拉、弯性能好,可用做带导轨的支承件,但流动性稍差,不宜制作结构太复杂的支承件。

② 二级灰口铸铁 HT150。铸造性能好,但机械性能稍差,用于制作形状复杂但受载不大的支承件。

③ 合金铸铁。需要支承件带导轨时耐磨性好,多采用高磷铸铁、磷铜钨铸铁、钒钨铸铁、铬钼铸铁等。耐磨性比灰口铸铁高2~3倍,但成本较高。

铸造支承件不可避免有内应力,引起蠕变,必须进行时效处理,目前常用的处理方法有:

① 自然时效处理。将铸件毛坯或经粗加工后的半成品置放在露天场地,经过数月、数年甚至数十年(精密机械支承件)的风吹日晒雨淋,使内应力通过变形逐渐消除,形状趋于稳定后再加工。或者加工与时效反复轮流进行。自然时效的时间取决于支承件的尺寸大小、结构形状、铸造条件和机械精度要求等因素。自然时效方法简单,效果好,但占地面积大,周期长,影响资金周转。

② 人工时效处理。将铸件平放在烘炉内的烘板上,以便整体受热均匀,根据铸件的要求和实际条件选择温度的高低和温度变化的速度。一般最高温度在 $530\sim 550^{\circ}\text{C}$,温度过高会降低硬度,过低则内应力消除很慢。高精度机械的支承件加工与时效应轮流反复多次。

③ 振动时效处理。以接近铸件固有频率的频率对铸件进行激振或振动,使之逐渐消除内应力。

(2) 钢板与型钢

用钢板与型钢焊接成支承件,生产周期比铸造快1.7~3.5倍,钢的弹性模量约为铸铁的2倍,承受同样载荷,壁厚可做得比铸件薄,重量也轻。但是,钢的阻尼比仅为铸铁的约1/3,抗振性差,结构和焊缝上要采取抗振措施。

(3) 天然和人造花岗岩

天然花岗岩的优点很多:性能稳定,精度保持性好。由于经历长期的自然时效,残余应力极小,内部组织稳定;抗振性好,阻尼比钢大15倍;耐磨性比铸铁高5~10倍;导热系数和线膨胀系数小,热稳定性好;抗氧化性强;不导电;抗磁;与金属不黏合,加工方便,通过研磨和抛光容易得到很高的精度和表面粗糙度。目前用于三坐标测量机和印刷板数控钻床等,用做气浮导轨的基底很理想。主要缺点是:结晶颗粒粗于钢铁的晶粒,抗冲击性能差,脆性较大,油和水等液体易渗入晶界中,使岩石局部变形胀大,难于制作形状复杂的零件。

(4) 预应力钢筋混凝土

主要用于制造不常移动的大型机械的机身、底座、立柱等支承件。预应力钢筋混凝土支

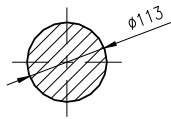
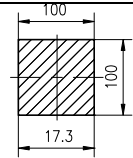
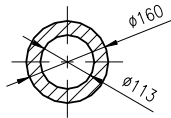
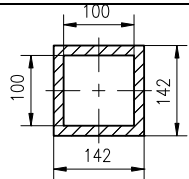
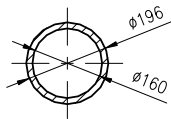
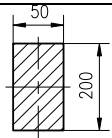
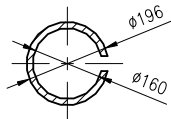
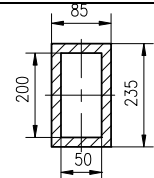
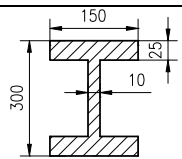
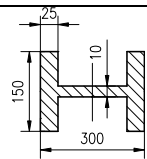
承件的刚度和阻尼比较之铸铁大 5 倍，抗振性好，成本较低。但钢筋的配置对支承件影响较大，应按弹性理论或有限元法所得的主应力方向进行钢筋的配置。制作时混凝土的保养方法也影响性能，混凝土耐腐蚀性差，油渗导致疏松，表面应喷漆或喷涂塑料，脆性也较大。使用条件较为严格方能保持工作寿命。

3. 支承件的结构设计

(1) 选取有利的截面形状

为了保证支承件的刚度和强度，减轻重量和节省材料，必须根据设备的受力情况，选择合理的截面形状。支承件承受载荷的情况虽然复杂，但不外乎拉、压、弯、扭四种形式及其组合。当受弯曲和扭转载荷时，支承件的变形不但与截面面积大小有关，而且与截面形状，即与截面的惯性矩有很大的关系。表 2.16 为各种截面形状的抗弯和抗扭惯性矩。

表 2.16 各种截面形状的抗弯和抗扭惯性矩（截面积为 10000 mm²）

截面形状	惯性矩计算值（cm ⁴ ）		截面形状	惯性矩计算值（cm ⁴ ）	
	惯性矩相对值			惯性矩相对值	
	抗弯	抗扭		抗弯	抗扭
	$\frac{800}{1.0}$	$\frac{1600}{1.0}$		$\frac{833}{1.04}$	$\frac{1400}{0.88}$
	$\frac{2420}{3.02}$	$\frac{4840}{3.02}$		$\frac{2563}{3.21}$	$\frac{2040}{1.27}$
	$\frac{4030}{5.04}$	$\frac{80600}{5.04}$		$\frac{3333}{4.17}$	$\frac{680}{0.43}$
		$\frac{108}{0.07}$		$\frac{5867}{7.35}$	$\frac{1316}{0.82}$
	$\frac{15517}{19.4}$	$\frac{1600}{1.0}$		$\frac{2720}{3.4}$	

注：分母上的值为相对于圆截面的比值。

(2) 设置隔板和加强筋

设置隔板和加强筋是提高刚度的有效方法。特别是当截面无法封闭时，必须用隔板（指连接支承件四周外壁的内板）或加强筋来提高刚度。加强筋的作用与隔板有所不同，隔板主要用于提高机座的自身刚度，而加强筋则主要用于提高局部刚度。

图 2.47 所示为加强筋和隔板布置实例, 其中图 2.47(a)所示为带中间隔板的支承件; 图 2.47(b)为带加强筋、双层壁结构的支承件; 图 2.47(c)所示为带加强筋的圆形截面支承件。

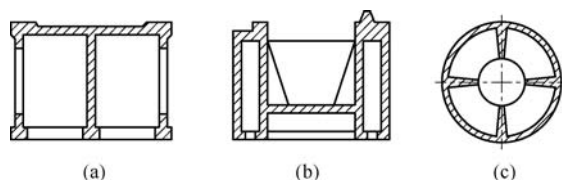


图 2.47 隔板和加强筋

加强筋常见的有直形筋、十字筋和米字筋等形式, 如图 2.48 所示。直形筋的铸造工艺最简单, 但刚度最小; 米字筋的刚度最大, 但铸造工艺最复杂。一般负载较小的设备, 多采用直形筋。

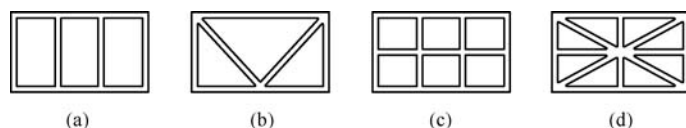


图 2.48 加强筋的形状

加强筋的高度可取为壁厚的 4~5 倍, 其厚度可取为壁厚的 0.8 倍左右。

(3) 选择合理的壁厚

铸造支承件按其长度 L 、宽度 B 、高度 H (均以 m 计) 计算当量尺寸 C :

$$C = \frac{2L + B + H}{4} \text{ m} \quad (2.24)$$

然后根据表 2.17 选择最小壁厚。选择的壁厚还应考虑具体工艺条件和经济性。选择出的最小壁厚是基本尺寸, 局部受力处还可适当加厚, 隔板比基本壁厚减薄 1~2 mm, 筋板可比基本壁厚减薄 2~4 mm。焊接支承件的壁厚可取铸件的 60%~80%。

表 2.17 根据当量壁厚选择铸铁支承件的最小壁厚

当量尺寸 C (m)	0.75	1.0	1.5	1.8	2.0	2.5	3	3.5	4.5
外壁厚 (mm)	8	10	12	14	16	18	20	22	25
隔板或筋厚 (mm)	6	8	10	12	12	14	16	18	20

(4) 选择合理的结构以提高连接处的局部刚度和接触刚度

在两个平面接触处, 由于微观的不平度, 实际接触的只是凸起部分。当受外力作用时, 接触点的压力增大, 产生一定的变形, 这种变形称为接触变形。为了提高连接处的接触刚度, 固定接触面的表面粗糙度应小于 $Ra2.5$, 以便增加实际接触面积; 固定螺钉应在接触面上造成一个预压力, 压强一般为 2 MPa, 并据此设计固定螺钉的直径和数量, 以及拧紧螺母的扭矩。图 2.49 所示均为提高连接刚度的结构。

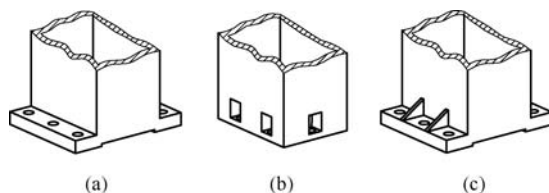


图 2.49 提高连接刚度的措施

(5) 提高阻尼比

提高抗振性的途径,除提高静刚度、减轻重量及采取消振和隔振措施外,还可提高阻尼比。在铸件中保留砂芯,在焊接支承件中填砂或混凝土,都可达到提高阻尼比的目的。

(6) 用模拟刚度试验类比法设计支承

设计支承件的尺寸和隔板、加强筋的布置时,常用模拟刚度试验和实测方法进行类比分析确定。

(7) 支承件的结构工艺性

机座一般体积较大、结构复杂、成本高,尤其要注意其结构工艺性,以便于制造和降低成本。在保证刚度的条件下,应力求铸件形状简单,拔模容易,型芯要少,便于支承和制造。机座壁厚应尽量均匀,力求避免截面的急剧变化、凸起过大、壁厚过薄、过长的分型线和金属的局部堆积等。铸件要便于清砂,为此,必须开有足够大的清砂口,或几个清砂口。在同一侧面的加工表面,应处于同一个平面上,以便一起刨出或铣出。另外,机座必须有可靠的加工工艺基准面,若因结构原因没有工艺基准,可设计工艺基准,以便于制造。

4. 焊接支承件的设计

焊接机架具有许多优点:在刚度相同的情况下可减轻重量 30% 左右;改型快,废品极少,生产周期短、成本低。

焊接机架常采用普通碳素结构钢(如厚薄钢板、角钢、槽钢、钢管等)制成。现将几种典型的接头形式介绍如下,作为结构设计时的参考。

(1) 采用减振接头。为了解决钢板较薄时易产生薄壁振动的缺点,在结构设计时可采取一些消振的方法。如图 2.50 所示为双层壁板 A 和 B 的减振接头,筋 C 与壁或筋与筋之间的接触处 D 不焊。冷却后焊缝收缩使 D 处压紧。振动发生时,摩擦力可以消耗振动的能量。

图 2.51~图 2.54 为常见的几种典型接头形式。

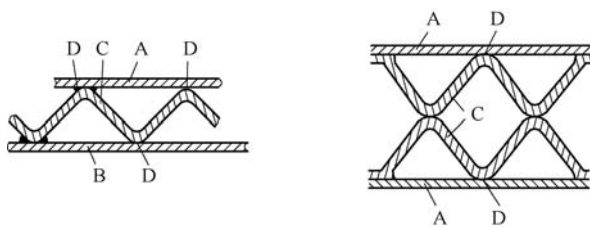


图 2.50 减振接头

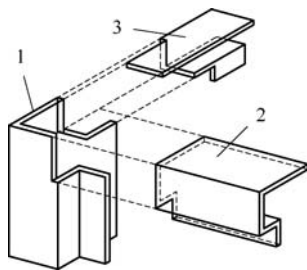


图 2.51 板料接头形式

1—竖梁; 2—前横梁; 3—左横梁

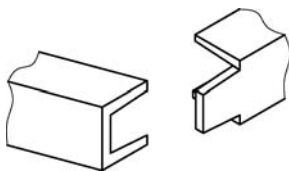


图 2.52 槽钢接头形式

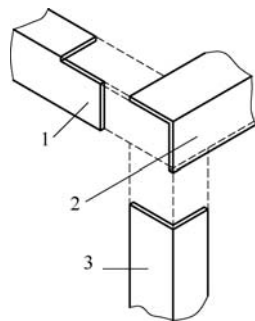


图 2.53 板料接头形式

1—左横梁; 2—前横梁; 3—竖梁

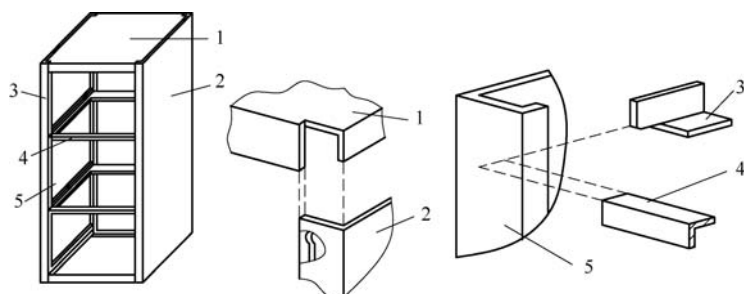


图 2.54 板料机箱焊接接头形式

1—顶板；2—右侧板；3—左横梁；4—前横梁；5—左侧板

(2) 为了制造方便，焊接结构应尽量避免圆角。

(3) 布置焊接支承件的筋板，除局部截面考虑强度外，主要从刚度的角度进行设计。直形筋板的工艺性好，见图 2.55，平行于弯曲平面布置的纵向直形筋对抗扭刚度没有作用。

若要同时提高抗弯和抗扭刚度，可用斜向筋板。如图 2.56(a)所示。而角筋板对提高构件的抗扭刚度效果更为显著，如图 2.56(b)所示。

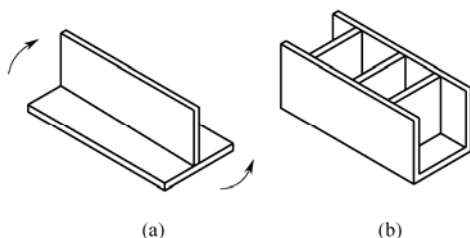


图 2.55 直形筋板

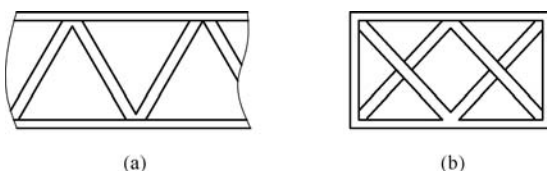


图 2.56 斜向筋板和角筋板

2.4 数控机床的机械结构

2.4.1 数控机床机械结构的特点

数控机床是机电一体化产品的典型代表，尽管它的机械结构与普通机床的结构有许多相似之处，但并不是简单地在普通机床上配备数控系统即可，它与普通机床相比，结构上进行了改进，主要表现在以下几个方面：

(1) 主传动装置多采用无级变速或分段无级变速方式，可利用程序控制主轴的变向和变速，主传动具有较宽的调速范围。有些数控机床的主传动系统已开始采用结构紧凑、性能优异的电主轴。

(2) 进给传动装置中广泛采用无间隙滚珠丝杠传动和无间隙齿轮传动，利用贴塑导轨或静压导轨来减少运动副的摩擦力，提高传动精度。有些数控机床的进给部件直接使用直线电动机驱动，从而实现了高速、高灵敏度伺服驱动。

(3) 床身、立柱、横梁等主要支承件采用合理的截面形状，且采取一些补偿变形的措施，使其具有较高的结构刚度。

(4) 加工中心备有刀库和自动换刀装置，可进行多工序、多面加工，大大提高了生产率。

2.4.2 数控机床的支承件

支承件是机床的基础部件,包括床身、立柱、横梁、底座、工作台、箱体、升降台等。它们之间有的互相固定连接,有的在导轨上运动。支承件在加工过程中受各种力和热的作用会产生变形,从而改变执行机构的正确位置或运动轨迹,影响加工精度和表面质量。因此必须采取一定的措施提高支承件抵抗受力变形和受热变形的能力。

1. 在抵抗受力变形方面

为提高支承件刚度和抗振性,可采取合理设计其截面的形状尺寸以及合理布置筋板结构、选用吸振好的材料制造固定支承件、选用新型轻质材料制造移动支承件等措施。图 2.57(a)为某加工中心的床身结构,在其箱形结构内部有两条斜筋支承导轨,形成三个三角形框架,从而获得较高的静刚度和较好的抗振性。图 2.57(b)是数控车床床身截面,采用封闭箱形结构,且内部有加强筋,具有很高的刚度。床身呈倾斜状便于排屑和装卸工件。图 2.57(c)在床身底座腔内填充混凝土来增大阻尼,从而提高其动刚度,减小振动。

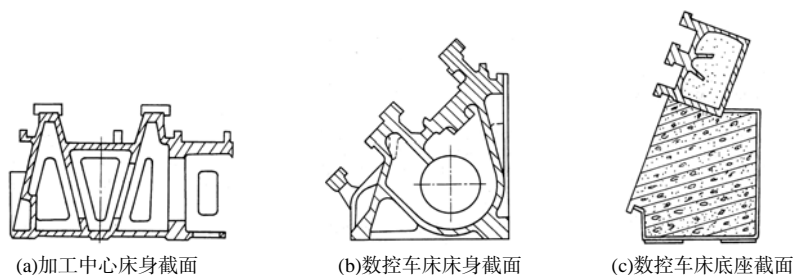


图 2.57 几种数控机床支承件截面

2. 在抵抗受热变形方面

为了减小因支承件受热变形而产生的加工误差,可采取减小热源法、均匀热量法、采用热对称结构等措施。图 2.58(a)是采用隔热罩隔离热源来减小热源的影响。图 2.58(b)则是采用热对称双立柱结构来减小热变形引起的主轴轴线的位置变动量,从而保证主轴的工作精度。

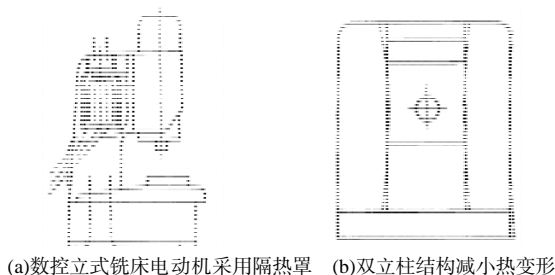


图 2.58 减小热变形的措施

2.4.3 数控机床的主传动系统

1. 主传动及变速

与普通机床相比,数控机床的工艺范围更宽,工艺能力更强,因此要求其主传动具有较

宽的调速范围,以保证在加工时能选用合理的切削用量,从而获得最佳的加工质量和生产率。现代数控机床的主运动广泛采用无级变速传动,用交流调速电动机或直流调速电动机驱动,能方便地实现无级变速,且传动链短、传动件少。根据数控机床的类型与大小,其主传动主要有以下三种形式。

(1) 带有变速齿轮的主传动

如图 2.59(a)所示,它通过少数几对齿轮传动,使主传动成为分段无级变速,以便在低速时获得较大的扭矩,满足主轴对输出扭矩特性的要求。这种方式在大中型数控机床采用较多,但也有部分小型数控机床为获得强力切削所需扭矩而采用这种传动方式。

(2) 通过带传动的主传动

如图 2.59(b)所示,电动机轴的转动经带传动传递给主轴,数控机床上常用的带有三角带和同步齿形带。

(3) 由主轴电动机直接驱动的主传动

如图 2.59(c)所示,主轴与电动机转子合二为一,从而使主轴部件结构更加紧凑,重量轻,惯量小,提高了主轴启动、停止的响应特性,目前高速加工机床主轴多采用这种方式,这种类型的主轴也称为电主轴。

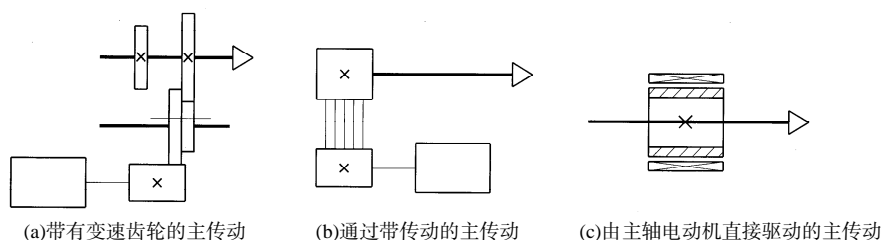


图 2.59 数控机床主传动的配置方式

2. 主轴部件

主轴部件是机床的重要部件之一,其精度、抗振性和热变形对加工质量有直接影响。特别是数控机床在加工过程中不进行人工调整,这些影响就更为严重。数控机床主轴部件在结构上要解决好主轴的支承、主轴内刀具自动装夹、主轴的定向停止等问题。

(1) 主轴的支承

数控机床主轴的支承主要采用图 2.60 所示的三种主要形式。图 2.60(a)所示结构的前支承采用双列短圆柱滚子轴承和双向推力角接触球轴承组合,后支承采用成对向心推力球轴承。这种结构的综合刚度高,可以满足强力切削要求,是目前各类数控机床普遍采用的形式。图 2.60(b)所示结构的前支承采用多个高精度向心推力球轴承,后支承采用单个向心推力球轴承。这种配置的高速性能好,但承载能力较小,适用于高速、轻载和精密数控机床。图 2.60(c)所示结构为前支承采用双列圆锥滚子轴承,后支承为单列圆锥滚子轴承。这种配置的径向和轴向刚度很高,可承受重载荷,但这种结构限制了主轴最高转速和精度,因而仅适用于中等精度、低速与重载的数控机床主轴。

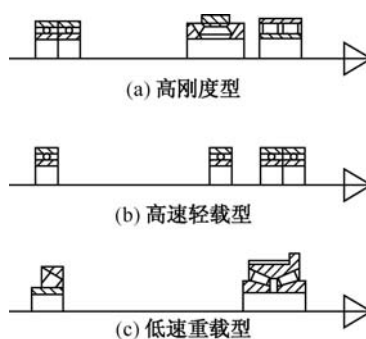


图 2.60 主轴支承配置

(2) 主轴内部刀具自动夹紧机构

主轴内部刀具自动夹紧机构是数控机床特别是加工中心的特有机构。图 2.61 为 ZHS-K63 加工中心主轴结构部件图,其刀具可以在主轴上自动装卸并进行自动夹紧,其工作原理如下:当刀具 2 装到主轴孔后,其刀柄后部的拉钉 3 便被送到主轴拉杆 7 的前端,在碟形弹簧 9 的作用下,通过弹性卡爪 5 将刀具拉紧。当需要换刀时,电气控制指令给液压系统发出信号,使液压缸 14 的活塞左移,带动推杆 13 向左移动,推动固定在拉杆 7 上的轴套 10,使整个拉杆 7 向左移动,当弹性卡爪 5 向前伸出一段距离后,在弹性力作用下,卡爪 5 自动松开拉钉 3,此时拉杆 7 继续向左移动,喷气嘴 6 的端部把刀具顶松,机械手便可把刀具取出进行换刀。装刀之前,压缩空气从喷气嘴 6 中喷出,吹掉锥孔内脏物,当机械手把刀具装入之后,压力油通入液压缸 14 的左腔,使推杆退回原处,在碟形弹簧的作用下,通过拉杆 7 又把刀具拉紧。冷却液喷嘴 1 用来在切削时对刀具进行大流量冷却。

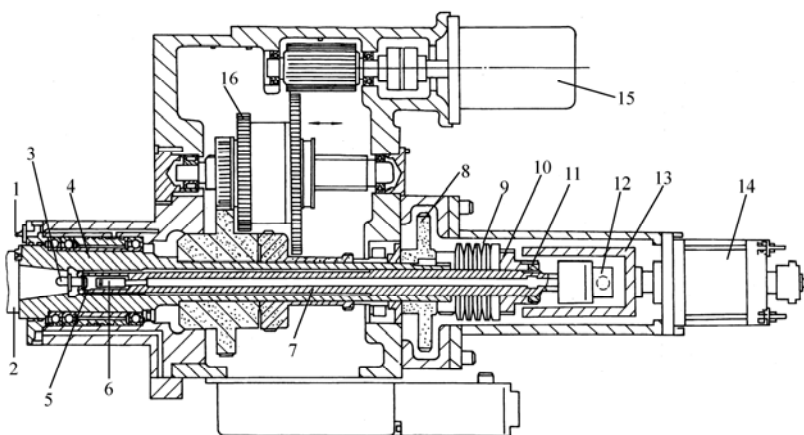


图 2.61 ZHS-K63 加工中心主轴内部刀具夹紧机构

- 1—冷却液喷嘴；2—刀具；3—拉钉；4—主轴；5—弹性卡爪；6—喷气嘴；
7—拉杆；8—定位凸轮；9—碟形弹簧；10—轴套；11—固定螺母；12—旋转接头；
13—推杆；14—液压缸；15—交流伺服电机；16—换档齿轮

3. 电主轴

电主轴是高频主轴(High Frequency Spindle)的简称,有时也称为直接传动主轴(Direct Drive Spindle),是内装式电动机主轴单元。它把机床主传动链的长度缩短为零,实现了机床的“零传动”,具有结构紧凑、机械效率高、可获得极高的回转速度、回转精度高、噪声低、振动小等优点,因而在现代数控机床中获得了越来越广泛的应用。在国外,电主轴已成为一种机电一体化的高科技产品,由一些技术水平很高的专业工厂生产,如瑞士的 FISCHER 公司、德国的 GMN 公司、美国的 PRECISE 公司、意大利的 GAMFIOR 公司、日本的 NSK 公司等。

(1) 电主轴的结构

如图 2.62 所示,电主轴由无外壳电动机、主轴、轴承、主轴单元壳体、驱动模块和冷却装置等组成。电动机的转子采用压配方法与主轴做成一体,主轴则由前后轴承支承。电动机的定子通过冷却套安装于主轴单元的壳体中。主轴的变速由主轴驱动模块控制,而主轴单元内的温升由冷却装置限制。在主轴的后端装有测速、测角位移传感器,前端的内锥孔和端面用于安装刀具。

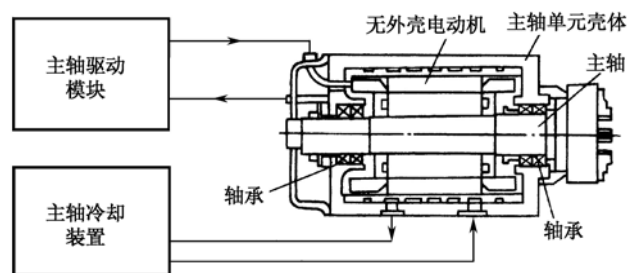


图 2.62 电主轴的结构

(2) 电主轴的轴承

轴承是决定主轴寿命和承载能力的关键部件,其性能对电主轴的使用功能极为重要。目前电主轴采用的轴承主要有陶瓷球轴承、流体静压轴承和磁悬浮轴承。

陶瓷球轴承是应用广泛且经济的轴承,它的陶瓷滚珠质量轻、硬度高,可大幅度减小轴承离心力和内部载荷,减少磨损,从而提高轴承寿命。德国 GMN 公司和瑞士 STEP-TEC 公司用于加工中心和铣床的电主轴全部采用了陶瓷球轴承。

流体静压轴承为非直接接触式轴承,具有磨损小、寿命长、回转精度高、振动小等优点,用于电主轴上,可延长刀具寿命、提高加工质量和加工效率。美国 Ingersoll 公司在其生产的电主轴单元中主要采用其拥有专利技术的流体静压轴承。

磁悬浮轴承依靠多对在圆周上互为 180° 的磁极产生径向吸力(或斥力)而将主轴悬浮在空气中,使轴颈与轴承不接触,径向间隙为 1 mm 左右。当承受载荷后,主轴空间位置会产生微小变化,控制装置根据位置传感器检测出的主轴位置变化值改变相应磁极的吸力(或斥力)值,使主轴迅速恢复到原来的位置,从而保证主轴始终绕其惯性轴做高速回转,因此它的高速性能好、精度高,但由于价格昂贵,至今没有得到广泛应用。

(3) 电主轴的冷却

由于电主轴将电动机集成于主轴单元中,且其转速很高,运转时会产生大量热量,引起电主轴温升,使电主轴的热态特性和动态特性变差,从而影响电主轴的正常工作。因此必须采取一定措施控制电主轴的温度,使其恒定在一定值内。目前一般采取强制循环油冷却的方式对电主轴的定子及主轴轴承进行冷却,即将经过油冷却装置的冷却油强制性地主轴定子外和主轴轴承外循环,带走主轴高速旋转产生的热量。另外,为了减少主轴轴承的发热,还必须对主轴轴承进行合理的润滑。如对于陶瓷球轴承,可采用油雾润滑或油气润滑方式。

(4) 电主轴的驱动

当前,电主轴的电动机均采用交流异步感应电动机,由于是用于高速加工机床上,启动时要从静止迅速升速至每分钟数万转乃至数十万转,启动转矩大,因而启动电流要超出普通电动机额定电流 5~7 倍。其驱动方式有变频器驱动和矢量控制驱动器驱动两种。变频器的驱动控制特性为恒转矩驱动,输出功率与转矩成正比。最新的变频器采用先进的晶体管技术(如瑞士 ABB 公司生产的 SAMIGS 系列变频器),可实现主轴的无级变速。矢量控制驱动器的驱动控制:在低速端为恒转矩驱动,在中、高速端为恒功率驱动。

(5) 电主轴的基本参数

电主轴的基本参数:套筒直径、最高转速、输出功率、转矩和刀具接口等,其中套筒直径为电主轴的主要参数。

2.4.4 数控机床的进给系统

数控机床的进给包括直线运动部件的进给和旋转运动部件的进给,不论是直线进给系统还是旋转进给系统,目前仍以“伺服电机+机械传动链”为主导,但是这种传统的进给系统存在刚度低、传动误差大、传动链结构复杂、传动效率低等问题,已很难满足数控机床向高速加工方向发展的要求,因而近年来国内外在研究开发直接驱动运动部件直线运动的直线电动机和直接驱动运动部件旋转运动的力矩电动机,并已获得应用。如美国 Cincinnati Milacron 公司生产的 HyperMach 大型高速加工中心就采用了直线电动机,工作台的进给速度可达 60 m/min。下面对采用直线电动机和力矩电动机的进给系统做简要介绍。

1. 直线电动机驱动的进给系统

(1) 直线电动机的工作原理

直线电动机的工作原理与旋转电动机相比,并没有本质的区别,可将其视为将旋转电动机沿圆周方向拉开展平的产物。如图 2.63 所示,对应于旋转电动机的定子部分,称为直线电动机的初级;而对应于旋转电动机的转子部分,称为直线电动机的次级。当多相交变电流通入多相对称绕组时,会在直线电动机初级和次级之间的气隙中产生一个行波磁场,从而使初级和次级之间产生相对移动。当然,在初级和次级之间还存在垂直力,它可以是吸引力,也可以是排斥力。

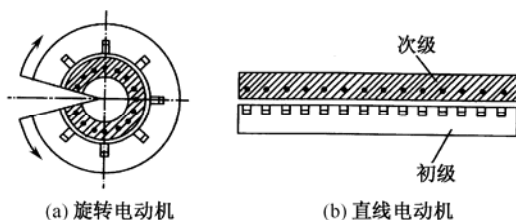


图 2.63 旋转电动机展开为直线电动机

直线电动机有直流直线电动机、步进直线电动机和交流直线电动机三大类,在机床上主要使用交流直线电动机。在励磁方式上,交流直线电动机又可分为永磁(同步)式和感应(异步)式两种。由于感应式直线电动机在不通电时没有磁性,有利于机床的安装、使用和维护,其性能也已接近永磁式直线电动机的水平,因而其在机械行业的应用受到欢迎。

在结构上,直线电动机有如图 2.64 所示的短次级和短初级两种形式。为减小发热量和降低成本,一般采用图 2.64(b)所示的短初级结构。

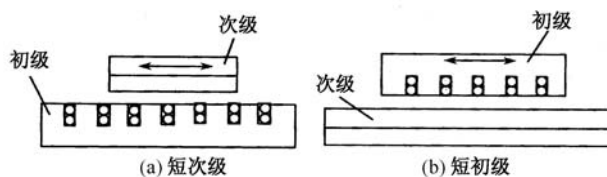


图 2.64 直线电动机的形式

(2) 直线电动机驱动的进给系统特点

图 2.65 为感应式直线电动机驱动的进给系统,它具有如下主要特点:

① 速度高。由于工作台由电动机直接驱动,没有中间的机械传动元件,因而可达到很高的进给速度,其值可达到 80~180 m/min。

② 加速度大。由于直线电动机结构简单、重量轻、响应速度快,因而可灵敏实现加速和减速,其加速度可达 $2\sim 10g$ (g 为重力加速度)。

③ 定位精度高。由于直线电动机进给系统一般采用光栅尺作为工作台的位置测量元件,且为闭环控制,因而定位精度高,可达 $0.1\sim 0.01\mu\text{m}$ 。

④ 行程不受限制。由于直线电动机的次级是通过一段段连续拼接安装在机床床身上的,因而不论多长,初级(即工作台)都可到达,且对整个系统的刚度没有影响。

⑤ 动态刚度高。由于系统在动力传动中没有低效率的中间传动部件,因而可获得很好的动态刚度。

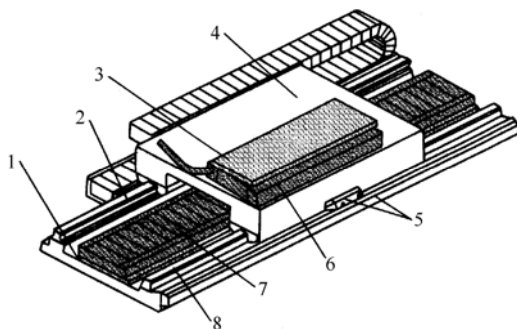


图 2.65 直线电动机驱动的进给系统

1—次级冷却板; 2—滚动导轨; 3—初级冷却板; 4—工作台; 5—位置测量系统; 6—初级; 7—次级; 8—床身

当然,直线电动机在机床上的应用也存在一些问题,比如:当负荷变化大时,需要重新整定系统;用于垂直进给轴时,由于没有机械连接或啮合,需外加平衡块或制动器;磁铁(或线圈)对电动机部件的吸力很大,应注意选择导轨和设计滑架。

(3) 直线电动机的基本参数

直线电动机的基本参数:电动机的长度、宽度、高度、连续力和峰值力。

2. 力矩电动机驱动的进给系统

(1) 力矩电动机的结构

力矩电动机类似于直线电动机,是一种基于同步驱动技术的直接驱动器。如图 2.66 所示,它由定子、转子、水冷却系统等组成。转子为一镶有永久磁铁的钢环,为了防止腐蚀,其上镀有镍合金。定子由铝合金制成,上面绕有密实的多极线圈。水冷却通道直接加工在定子体上,通过循环水带走电动机运转产生的热量。

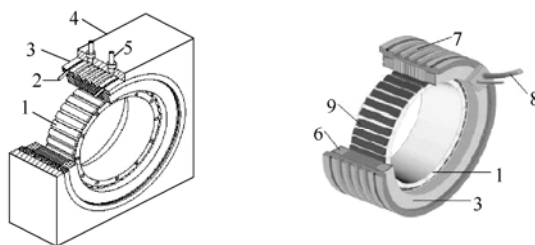


图 2.66 力矩电动机结构示意图

1—转子; 2—O型密封圈; 3—定子; 4—壳体; 5—冷却水出入口;

6—定子线圈; 7—冷却水沟槽; 8—电源线; 9—磁铁

(2) 力矩电动机驱动的进给系统特点

图 2.67 为由力矩电机构成的回转工作台, 这种回转进给系统具有如下特点: 电动机与回转工作台间不存在传动链, 属“零传动”进给驱动, 因而没有传动链误差, 也无须机械维护, 传动精度高, 结构紧凑。



图 2.67 力矩电机构成的回转工作台

(3) 力矩电动机的基本参数

力矩电动机的基本参数: 电动机的外径、内径、定子长度高度、连续力矩和峰值力矩。

2.4.5 数控机床导轨

(1) 对导轨的基本要求

机床导轨起导向及支承作用, 它的精度、刚度及结构形式等对机床的加工精度和承载能力有直接影响。为了保证数控机床具有较高的加工精度和较大的承载能力, 要求其导轨具有较高的导向精度、足够的刚度、良好的耐磨性、良好的低速运动平稳性, 同时应尽量使导轨结构简单, 便于制造、调整和维护。数控机床常用的导轨按其接触面间摩擦性质的不同可分为滑动导轨和滚动导轨。

(2) 滑动导轨

在数控机床上常用的滑动导轨有液体静压导轨、气体静压导轨和贴塑导轨。

① 液体静压导轨: 在两导轨工作面间通入具有一定压力的润滑油, 形成静压油膜, 使导轨工作面间处于纯液态摩擦状态, 摩擦系数极低, 多用于进给运动导轨。

② 气体静压导轨: 在两导轨工作面间通入具有恒定压力的气体, 使两导轨面形成均匀分离, 以得到高精度的运动。这种导轨摩擦系数小, 不易引起发热变形, 但会随空气压力波动而使空气膜发生变化, 且承载能力小, 故常用于负荷不大的场合。

③ 贴塑导轨: 在动导轨的摩擦表面上贴上一层由塑料等其他化学材料组成的塑料薄膜软带, 其优点是导轨面的摩擦系数低, 且动静摩擦系数接近, 不易产生爬行现象; 塑料的阻尼性能好, 具有吸收振动能力, 可减小振动和噪声; 耐磨性、化学稳定性、可加工性能好; 工艺简单、成本低。

(3) 滚动导轨

滚动导轨的最大优点是摩擦系数很小, 一般为 $0.0025 \sim 0.005$, 比贴塑料导轨还小很多, 且动、静摩擦系数很接近, 因而运动轻便灵活, 在很低的运动速度下都不出现爬行, 低速运动平稳性好, 位移精度和定位精度高。滚动导轨的缺点是抗振性差, 结构比较复杂, 制造成本较高。近年来数控机床越来越多地采用由专业厂家生产的直线滚动导轨副或滚动导轨块。这种导轨组件本身制造精度很高, 对机床的安装基面要求不高, 安装、调整都非常方便。直线滚动导轨副结构在前面已介绍过, 这里简要介绍一下滚动导轨块结构。

图 2.68 所示为一种滚动导轨块组件, 其特点是刚度高、承载能力大、导轨行程不受限

制。当运动部件移动时,滚珠3在支承部件的导轨与本体6之间滚动,同时绕本体6循环滚动。每一导轨上使用导轨块的数量可根据导轨的长度和负载的大小确定。

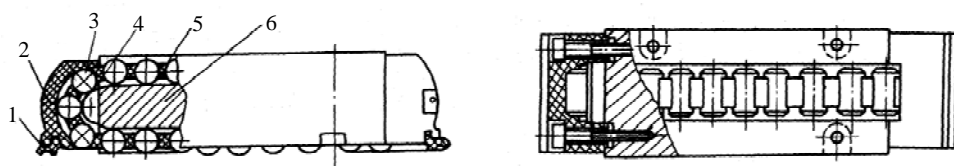


图 2.68 滚动导轨块结构

1—防护板; 2—端盖; 3—滚珠; 4—导向片; 5—保护架; 6—本体

2.4.6 其他装置

1. 刀具系统

目前数控机床正向着工序和功能集中型的加工中心方向发展。加工中心要完成对工件的多工序加工,必须具备自动更换刀具和刀具储备的系统——自动换刀系统。

自动换刀系统的结构形式随加工中心的类型不同而有所不同。

(1) 回转刀架式

回转刀架是一种最简单的自动换刀系统,多用于数控车床,回转刀架上可安装4、6、8把甚至更多的刀具,由数控系统控制换刀。其特点是结构简单、紧凑,但空间利用率低,刀库容量小。

(2) 更换主轴头式

在带有旋转刀具的数控机床中,如数控钻床,更换主轴头是一种比较简单的换刀方式,常用转塔的转位来更换主轴头,以实现自动换刀。

(3) 刀库—机械手式

目前大量使用的是这种自动换刀系统。加工时,事先把所需要全部刀具安装在标准刀柄上,按一定方式放入刀库。当需要使用某一刀具时,首先在刀库中选刀,之后自动将刀换到主轴上。加工完毕后,又自动将用过的刀放回刀库,将下一把刀换到主轴上。这种结构形式主轴的刚度高,刀具的存储量大。

2. 排屑装置

对数控机床来说,迅速有效地排出切屑十分重要。排屑装置的作用就是将切屑从加工区域排送到数控机床之外。由于切屑中往往混合着切削液,因而排屑装置要能够将切削液回流到冷却液箱内,而将分离出的切屑送入切屑收集箱内。有的数控机床切屑不能直接落入排屑装置,常常需要用大流量冷却液将其冲入排屑槽中。

思考题

1. 常用的传动机构有哪些? 各有什么特点?
2. 如何消除滚珠丝杠副的轴向间隙?
3. 梯形齿同步带由哪几部分组成? 各部分的材料是什么?

4. 谐波齿轮的特点是什么?
5. 导向机构的作用是什么? 滚动导轨的特点有哪些?
6. 滚动导轨分为哪几类?
7. 常用的塑料导轨有哪些? 各有什么特点?
8. 常用的执行机构有哪些? 各有哪些要求?
9. 各级传动比的分配原则是什么?

第3章 传感检测系统选择与设计

3.1 概 述

3.1.1 传感检测系统组成及其在机电一体化装置中的作用

传感检测系统是整个机电一体化装置中的感知部件，用于检测机电一体化系统自身与作业对象、作业环境的状态，为有效控制机电一体化系统的动作提供信息。该系统类似人体的视觉、听觉、嗅觉、触觉等感觉器官，为机械本体的每一次运动、每一次任务提供重要信息，系统“大脑”据此信息做出决策以指挥机械结构进行运动。该子系统在整个机电一体化装置中与计算机通信最为密切，同时涉及信号采集与处理，因此对硬件与软件设计要求都较高。如图 3.1 所示，该系统主要由传感器、信号处理电路、显示与记录装置组成。图中各个组成部分是以信息流的过程进行划分的。



图 3.1 一般传感检测系统的组成

传感器处于整个检测系统的第一环节，其作用是将直接感受到的被测量转换为容易进行测试的电信号或其他所需形式的信号。如将机床的切削速度、炉窑的温度、棉层的厚度转换为电阻、电容、电感等电量或电压电流信号。

信号处理部分是检测系统的中间环节，其作用是对传感器输出的电量进行处理，使之成为电压或电流，对电压电流信号进行整流、检波或进行放大、调制与解调等。近年来，由于信号分析与处理理论及信号处理技术的迅速发展，特别是计算机技术在信号处理中的广泛应用，信号的后续处理部分已被引入到传感检测系统中，成为该系统的有机组成部分，形成较为复杂的计算机控制传感检测系统，如图 3.2 所示。该系统主要完成机电一体化装置自身读取外在环境数据的任务，信息为单向传递，最终输入到计算机，因此该子系统的接口设计以过程通道输入接口设计为主。

显示与记录装置是检测系统的最后一个环节，其作用是将信号处理电路送来的信号显示或记录下来，供观测与研究。

3.1.2 传感器基础

1. 定义

国家标准《传感器通用术语》描述为：能感受（或响应）规定的被测量，并按照一定的规律转换成可用信号的器件或装置，通常由敏感元件和转换元件组成。目前对于传感器定义能被普遍认同的是：传感器是一种能够感受被测量信息同时又能够将感受到的被测量信息按

照一定的规律转换成电信号或其他所需形式的信号输出,以达到便于传输、处理、显示和控制等目的的检测装置,或称其为广义的传感器。传感器也称为变换器、换能器、变送器、发送器与探测器等。

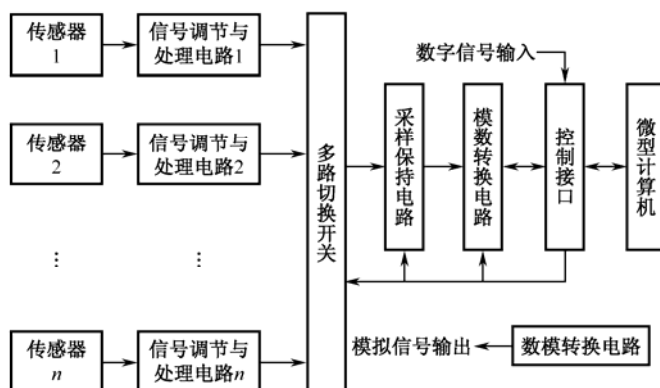


图 3.2 典型计算机数据采集控制系统

传感器是实现自动检测和自动控制的首要环节。传感器作为感知、获取和检测信息的窗口,提供着机电一体化系统进行判断、决策和处理所必须的原始数据。

2. 分类

传感器的分类方法较多,按利用场的规律或利用材料的物质法可分为结构型传感器和物性传感器;按依靠或不依靠外加能源工作可分为无源传感器和有源传感器;按输出量是模拟量还是数字量可分为模拟量传感器和数字量传感器等。最常用的分类方法有如下两种:第一种是按工作原理分类,如应变式、压阻式、压电式、光电式……第二种按被测量分类,如力、位移、速度、加速度……在许多情况下往往将上述两种分类方法综合使用,如应变式压力传感器、压电式加速度传感器等。

3. 发展方向

传感器技术的发展动向主要体现在以下几个方面:

(1) 集成化、智能化

传统传感器、灵巧传感器及智能传感器三者包含的内容是有差别的。例如,一个典型的复合型压力传感器,由差压、温度及静压传感器三部分组成,它具有测量或阻尼时间常数设置、零点设置等远程设置功能,且能自我诊断,调整零位异常等。

(2) 无线化、网络化

无线传感器的代表是蓝牙传感器,适用于距离为 0.1~100 m 的无线通信,它使用跳频(FH)和时分多址(TDMA)等来建立多种通信与信息系统之间的信息传输,所以稳定性好,抗干扰强,辐射小。凡是嵌入蓝牙技术的设备相互之间都能自动进行联络与确认。

网络化传感器是指传感器利用网络协议,使现场测控数据就近登录网络,在网络所及的范围内实时发布和共享。

(3) 微机械化、系统化

由微加工技术与传统的传感器技术结合创立了微机械传感器和微执行器,开拓了微电子机械系统(MEMS)新领域。

4. 传感器主要性能指标

传感器的主要性能指标是机电一体化系统设计者选择传感器时的重要参考依据,包括两大类:

(1) 静态特性指标

静态特性是指被测物理量不随时间变化或随时间变化极其缓慢的情况下,传感器的输出与输入之间的关系。传感器的静态特性指标有多种,主要包括:线性度、测量范围和量程、分辨力和阈值、灵敏度、迟滞、重复性、零漂和温漂等。

(2) 动态特性指标

动态特性是指传感器对激励(输入)的响应(输出)特性。一个动态特性良好的传感器,其输出量随时间变化的规律将能同时再现输入量随时间的变化规律。但是,实际上传感器除了具有理想的比例特性外,还有阻尼、惯性环节,输出信号将不会与输入信号具有完全相同的时间函数,这种输出量与输入量之间的差异就是所谓的动态误差。动态误差越大,传感器的动态性能就越差。研究和分析传感器的动态特性可以从时域和频域两个方面入手,分别采用瞬态响应法和频率响应法。一个动态性能良好的传感器其瞬态响应时间很短或者频率响应范围很宽。

3.1.3 检测技术概述

1. 测量的概念

检测也称为测量,是人们借助于仪器、设备,通过一定的方法,对被测对象进行定性认识或者定量认识的过程。所谓定性认识,就像用验电笔测试电源插孔是否有电,能够大致判断被测量存在还是不存在。所谓定量认识,就像用万用表法测量电源插孔间的电压值,能够得到一个比较准确的数值。在现代检测技术中,传感与检测相辅相成,因而通称为传感检测技术。

测量过程实际上是一个比较过程,即将被测量与同一性质的标准量进行比较,从而确定被测量与标准量比值的过程。但在一般情况下,测量过程需要将被测量与标准量同时转换为另一种性质的中间量才能进行,这就是所谓的转换。转换将静态测量变成动态测量。例如,万用表是将被测电流、被测电压或被测电阻转换为指针的角位移,与刻度盘上的标定值进行比较后,才能确定出被测量的数据。由此可见,测量的概念是与被测量的转换概念密不可分的,检测技术正是从这一重要现象出发而逐步发展与完善起来的。

测量可分为狭义测量和广义测量两种。简单的比较过程称为狭义测量,而能对被测量完成检出、变换、分析、处理显示和控制的综合过程,则称为广义测量。

测量结果一般表现为一定的数值,或表现为相应的曲线,或表现为某种形式的图形与现象,但作为定量测量的结果应包括数值大小和单位名称这两方面的内容。准确地讲,测量结果还应包括误差部分。

2. 测量方法

(1) 直接测量、间接测量与组合测量

① 直接测量。在使用传感器或仪表进行测量时,对仪表读数不需要经过任何运算就能直接表示测量所需结果的测量方法称为直接测量。如用磁电式电流表测量电路中某一支路电流,用弹簧管压力表测量压力等,都属于直接测量。直接测量的优点是测量过程既简单又快捷,缺点是测量精度不高。

② 间接测量。在使用传感器或仪表进行测量时,首先对测量有确定关系的几个量进行

测量,将被测量代入关系式,经过计算得到所需的结果,这种测量称为间接测量。间接测量过程较多,时间较长,常用于不方便进行直接测量的场合。例如,生产过程中纸张厚度无法进行直接测量,需测量与厚度有确定函数关系的单位面积重量间接测量。间接测量比直接测量复杂,有时可得到较高的测量精度。

③ 组合测量。被测量要经过解联立方程组,才能得到最后的结果,这样的测量方法称为组合测量。组合测量是一种特殊的精度测量方法,由于操作手续复杂,时间长,多用于科学实验中和一些特殊的场合。

(2) 等精度测量与非等精度测量

① 等精度测量。用相同仪器和相同测量方法对同一被测量进行的多次重复测量,称为等精度测量。

② 非等精度测量。用不同仪器和不同的测量方法,或在不同的环境条件下对同一被测量进行的多次重复测量,称为非等精度测量。

(3) 接触测量与非接触测量

① 接触测量。传感器直接与被测对象接触,感受被测量的变化,从而获取信号,并测量出其大小的方法,称为接触测量。接触测量对被测介质容易产生干扰。

② 非接触测量。传感器不直接与被测对象接触,而是间接感受被测量的变化,从而获取信号,并测量出其大小的方法,称为非接触测量。

(4) 静态测量和动态测量

① 静态测量。被测对象的大小不随时间变化而变化,处于稳定状态下进行测量的方法,称为静态测量。

② 动态测量。被测对象的大小跟随时间变化而变化,处于非稳定状态下进行测量的方法,称为动态测量。

3. 测量误差的分类

测量的目的是为了求取被测量的真值,即在一定条件下,被测量客观存在的实际值。在测量过程中由于受到各种主客观条件的制约,如用于测量的仪器设备本身不够准确、测量方法不够完善、操作者缺少经验等,测量结果与被测量的实际值之间总是存在有一定的偏差,此偏差称为测量误差。通过对测量误差的研究,可以分析测量误差产生的原因,采取相应的措施克服误差,或将误差限制在允许的范围之内。测量误差若按误差的性质进行分类,通常分为系统误差、随机误差与粗大误差。

(1) 随机误差

随机误差是指同一条件下,对同一被测量重复多次测量时,大小和符号都发生变化而且没有规律可循的误差。引起随机误差的原因往往是由于偶然因素的影响而随机产生的,因而随机误差不能用实验方法或引入修正值加以消除,也不可避免,但可以通过数理统计处理的方法来减少其产生的影响。随机误差能够反映测量结果的分散程度,通常称为精密度。随机误差越小,说明多次测量时的分散性越小,精密度越高。应当指出:一个精密的测量结果可能是不准确的,因为它包括有系统误差在内。一个既精密又准确的测量结果,才能比较全面地反映检测的质量。检测技术中,用精准度(简称精度)反映精密度和准确度的综合结果。如图 3.3 所示的射击例子有助于加深对准确度、精密度和精准度三个概念的理解。

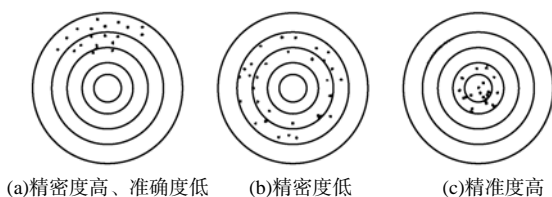


图 3.3 准确度、精密度和精密度示意图

(2) 系统误差

系统误差是指在同一条件下,对同一被测量重复多次测量时,保持不变或具有确定变化规律的误差。引起系统误差的原因主要在检测系统的内部,一是仪器本身的精度不够,二是使用测量仪器方法不当,三是测量原理不完善,四是检测系统所处的环境不理想。由于系统误差是恒定的或是有规律可循的,因此在认真分析产生系统误差原因的基础上通过实验方法或引入修正值加以消除,使测量结果能尽量接近真值,以提高测量结果的精度。

(3) 粗大误差

粗大误差是指明显偏离测量结果的误差,又称过失误差。引起粗大误差的根本原因主要是由测量人员操作失误、读错数值、记错数值而引起的,也完全没有规律。另外,当测量方法失当,测量条件突然发生变化时,也可能引起粗大误差。在分析测量结果时,应首先分析是否存在粗大误差。当发现有粗大误差的测量值时应及时去除,然后再对随机误差和系统误差进行分析。

4. 测量误差的表示方法

测量误差有绝对误差与相对误差两种表示方法。

(1) 绝对误差

绝对误差 ΔX 是指测量值 A_X 与约定真值 A_0 间的差值,可用下式表示:

$$\Delta X = A_X - A_0 \quad (3.1)$$

绝对误差可以直接反映测量结果与真值之间的偏差值,但不可作为测量精度的指标。例如,在两次测量电压时,绝对误差都是 $\Delta X = 0.2 \text{ mV}$,当测量值 A_X 为 1 V 时,可以认为误差是很小的,精度是很高的;当测量值 A_X 为 1 mV 时,就不能认为误差还是很小,精度还是很高,而是误差很大,精度很低。因此,需引入相对误差衡量测量精度。

(2) 相对误差

绝对误差不能作为完全反映测量值精度的指标,相对误差则完全可以。相对误差有三种表示方法。

① 实际相对误差 γ_A 。实际相对误差用绝对误差对约定真值 A_0 的百分比表示,即

$$\gamma_A = \frac{\Delta X}{A_0} \times 100\% \quad (3.2)$$

② 示值相对误差 γ_X 。示值相对误差用绝对误差对测量值 A_X 的百分比表示,即

$$\gamma_X = \frac{\Delta X}{A_X} \times 100\% \quad (3.3)$$

③ 满刻度相对误差 γ_m 。满刻度相对误差用绝对误差对测量仪器满度值 A_m 的百分比表示,即

$$\gamma_m = \frac{\Delta X}{A_m} \times 100\% \quad (3.4)$$

5. 测量误差的处理

在测量过程中, 测量误差总是不可避免地存在着。为了评价测量数据的质量, 往往要对它们进行必要的处理, 这就是数据处理。如前所述, 系统误差是可以修正或在测量中设法消除的, 因而数据处理主要是指剔除粗大误差和估算随机误差。

(1) 剔除粗大误差

理论和实践证明, 绝大多数测量数据的随机误差服从正态分布规律, 标准误差 σ 是对正态分布曲线产生影响的唯一参数。正态分布理论中的分布范围虽为无穷大, 但其实际分布范围通常取为 $\pm 3\sigma$, 这是由于测量数据超出 3σ 的概率仅为 0.27%, 因而一般将 $\pm 3\sigma$ 称为测量结果的极限误差。当有测量数据的剩余误差较极限误差大, 则认为该数据有粗大误差存在, 必须剔除。这里所谓的剩余误差是指每一个测量数据 A_i 与算术平均值 \bar{A} 的差值, 用 U_i 表示, 表明该次测量数据对平均值的偏离程度。算术平均值是指相同的测量条件下, 对同一被测量进行 n 次测量所得的数据之和与测量次数 n 的比值。

(2) 估算随机误差

在实际测量中, 对于某一被测值, 重复测量的次数 n 是有限的。由于 n 次测量的数据带有随机性, 在算术平均值中仍然不可避免地存在着误差, 因此在数据处理中, 采用算术平均值的标准误差 $\bar{\sigma}$ 来评价算术平均值的精度。根据误差的有关理论, $\bar{\sigma}$ 与 σ 存在下列关系:

$$\bar{\sigma} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \quad (3.5)$$

这样就使随机误差减小为原来的 $\frac{1}{\sqrt{n}}$ 。

(3) 数据处理的一般步骤

① 计算 n 次测量数据的算术平均值 \bar{A} :

$$\bar{A} = \frac{\sum_{i=1}^n A_i}{n} \quad (3.6)$$

② 计算标准误差:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n U_i^2}{n-1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (A_i - \bar{A})^2}{n-1}} \quad (3.7)$$

③ 检查有无粗大误差数据。若有剩余误差超过 $\pm 3\sigma$, 则剔除, 然后重复以上步骤, 直到无粗大误差存在。

④ 计算算术平均值的标准误差:

$$\bar{\sigma} = \frac{\sigma}{\sqrt{n}}$$

⑤ 写出测量结果的表达式:

$$A_0 = \bar{A} \pm 3\bar{\sigma} \quad (3.8)$$

3.2 机电一体化系统常用传感器

3.2.1 位移、位置检测传感器

位移测量是线位移测量和角位移测量的总称。位移测量在机电一体化制造系统中应用十分广泛,比如机床加工中的工作台位置、刀具进给量、加工件尺寸都需要位移测量,并且速度、加速度等参数的检测都可以借助测量位移的方法,比如主轴上编码器发出的脉冲数代表了角位移,由此可知主轴运转的角速度。有些参数的测量属于微位移测量,如力、扭矩、变形等。微位移检测可以通过应变式传感器、电容式传感器、电感传感器等进行测量。

位移传感器主要有电感传感器、电容传感器、感应同步器、光栅传感器、磁栅传感器、旋转变压器和光电编码盘等。其中光栅传感器、磁栅传感器和光电编码盘都为数字传感器。

1. 模拟式位移传感器

常用的模拟式位移传感器有电阻式、电容式、电感式传感器,在原理上有相似之处,下面以电感式传感器为例介绍模拟式传感器测量位移的原理。

电感式传感器是一种非接触式检测接近量的传感器,基于电磁感应原理,将被测非电量转换为电感量变化的一种结构型传感器。按转换方式可分为自感型和互感型两种,自感型电感传感器又分为可变磁阻式和涡流式。互感型又称为差动变压器式。

自感型传感器特点:工艺简单;灵敏度好;输出信号大,信噪比好;有较大的电磁吸力,但是功耗大。

电磁感应原理:感应电压或电动势等于回路中磁通量的变化率。如果给线圈或螺线管施加变化的磁通,则线圈会产生感应电动势。

(1) 可变磁阻式电感传感器

磁路中的磁阻类似于电路中的电阻。

典型的可变磁阻式电感传感器的结构如图 3.4 所示,主要由线圈、铁心和活动衔铁所组成。在铁心和活动衔铁之间保持一定的空气隙 δ ,被测位移构件与活动衔铁相连,当被测构件产生位移时,活动衔铁随着移动,空气隙 δ 发生变化,引起磁阻变化,从而使线圈的电感值发生变化。

当线圈通以激磁电流时,其自感 L 与磁路的总磁阻 R_m 有关,即

$$L = W^2 / R_m \quad (3.9)$$

式中, W 为线圈匝数; R_m 为总磁阻。

如果空气隙 δ 较小,而且不考虑磁路的损失,则总磁阻为

$$R_m = \frac{l}{\mu A} + \frac{2\delta}{\mu_0 A_0} \quad (3.10)$$

式中, l ——铁心磁导长度 (m);

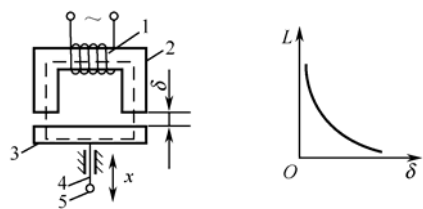


图 3.4 可变磁阻式电感传感器

1—线圈; 2—铁心; 3—活动衔铁;
4—测杆; 5—被测件

μ ——铁心磁导率 (H/m);

A ——铁心磁导截面积 (m^2), $A = ab$;

δ ——空气隙 (m), $\delta = \delta_0 \pm \Delta\delta$;

μ_0 ——空气磁导率 (H/m), $\mu_0 = 2\pi \times 10^{-7}$;

A_0 ——空气隙磁导截面积 (m^2)。

铁心的磁阻与空气隙的磁阻相比很小, 铁心的磁阻可以忽略不计, 故

$$R_m \approx \frac{2\delta}{\mu_0 A_0} \quad (3.11)$$

将式 (3.11) 代入式 (3.9), 得

$$L = \frac{W^2 \mu_0 A_0}{2\delta} \quad (3.12)$$

式 (3.12) 表明, 自感 L 与空气隙 δ 的大小成反比, 与空气隙磁导截面积 A_0 成正比。当 A_0 固定不变, 改变 δ 时, L 与 δ 成非线性关系, 此时传感器的灵敏度

$$S = \frac{dL}{d\delta} = -\frac{W^2 \mu_0 A_0}{2\delta^2} \quad (3.13)$$

由式 (3.13) 得知, 传感器的灵敏度与空气隙 δ 的平方成反比, δ 越小, 灵敏度越高。 S 不是常数, 所以会出现非线性误差, 变极距型电容式传感器类似。通常规定传感器应在较小间隙的变化范围内工作。

例如, 设间隙变化范围为 (δ_0 , $\delta_0 + \Delta\delta$), 则灵敏度

$$S = -\frac{W^2 \mu_0 A_0}{2(\delta_0 + \Delta\delta)^2} \approx -\frac{W^2 \mu_0 A_0}{2\delta_0^2} (1 - 2\frac{\Delta\delta}{\delta_0}) \quad (3.14)$$

当 $\Delta\delta \ll \delta_0$ 时, $1 - 2\frac{\Delta\delta}{\delta_0} \approx 1$, 即灵敏度趋近于常数。所以在实际应用中, 可取 $\Delta\delta/\delta_0 \leq 0.1$ 。这种传感器适用较小位移的测量。这类传感器还常采用差动式接法。

下面为其他几种可变磁阻式传感器。

图 3.5 所示为差动型磁阻式传感器, 由两个相同的线圈、铁心及活动衔铁组成。当活动衔铁接于中间位置 (位移为零) 时, 两线圈的自感 L 相等, 输出为零。当衔铁有位移 $\Delta\delta$ 时, 两个线圈的间隙为 $\delta_0 + \Delta\delta$ 、 $\delta_0 - \Delta\delta$, 表明一个线圈自感增加, 另一个线圈自感减小, 将两个线圈接入电桥的相邻臂, 输出灵敏度提高一倍, 改善了线性特性, 消除了外界干扰。

图 3.6 所示为可变磁阻面积型传感器, 固定 δ , 当改变空气隙磁导截面积 A_0 时, 自感 L 与 A_0 呈线性关系。这种电感式位移传感器结构简单, 但是灵敏度较差。

图 3.7 所示为单螺管线圈型电感式传感器, 在螺管线圈中插入一个活动衔铁, 当活动衔铁在线圈中运动时, 磁阻变化导致线圈自感 L 的变化。这种传感器结构简单, 制造容易, 但是其灵敏度较低, 适合于测量比较大的位移量。如果采用双螺管线圈差动型, 较单螺管线圈型有较高的灵敏度和线性, 常用于电感测微仪上, 最小分辨力可达 $0.5 \mu\text{m}$ 。

这种传感器还可以用来测力、气体气压等。

(2) 涡流式传感器

金属导体在变化的磁场中其内部会产生感应电流, 称为电涡流或涡流, 这种现象称为涡流效应。

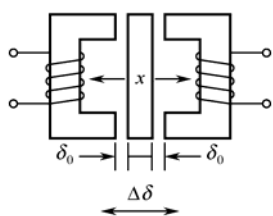


图 3.5 可变磁阻差动式传感器

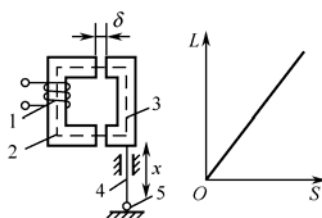


图 3.6 可变磁阻面积型电感传感器

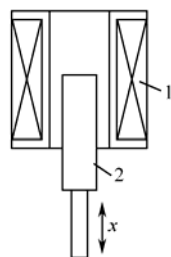


图 3.7 可变磁阻螺管型传感器

1—线圈；2—铁心；3—活动衔铁；4—测杆；5—被测杆

涡流式传感器就是利用涡流效应的原理制成的。

如图 3.8 所示，金属板置于一只线圈的附近，间距为 δ 。当线圈输入一交变电流 i_0 时，便产生交变磁通量 Φ 。金属板在此交变磁场中会产生感应电流 i ，这种电流在金属体内是闭合的，称为“涡电流”或“涡流”。涡流的大小与金属板的电阻率 ρ 、磁导率 μ 、厚度 h 、金属板与线圈的距离 δ 、激励电流角频率 ω 等参数有关。改变其中一参数，固定其他参数，就可根据涡流的变化测量该参数。

涡流式传感器可分为高频反射式和低频透射式两种。

① 高频反射式涡流传感器。如图 3.8 所示，高频 ($>1 \text{ MHz}$) 激励电流 i_0 产生的高频磁场作用于金属板的表面，由集肤效应可在金属板表面形成涡电流。该涡流产生的交变磁场又反作用于线圈，引起线圈自感 L 或阻抗 Z_L 的变化，其变化与距离 δ 、金属板的电阻率 ρ 、磁导率 μ 、激励电流 i 及角频率 ω 等有关。改变距离而保持其他系数不变即可将位移变化转换为线圈自感的变化，由测量电路转换为电压输出。

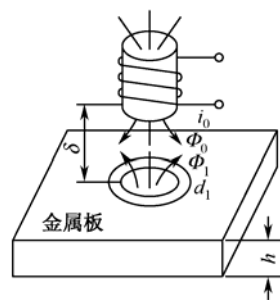


图 3.8 高频反射式涡流传感器

高频反射式涡流传感器多用于位移测量。

所谓集肤效应是指当交变电流通过导体时，电流将趋于导体表面流过的现象，也称趋肤效应或表皮效应。频率越高，集肤效应越明显。

② 低频透射式涡流传感器。工作原理如图 3.9(a)所示，发射线圈 W_1 和接收线圈 W_2 分别置于被测金属板材料 G 的上、下方。低频磁场集肤效应小，渗透深，当低频电压 u_1 加到线圈 W_1 的两端后，所产生磁力线的一部分透过金属板材料 G 使线圈 W_2 产生电感应电动势 u_2 。但涡流消耗部分磁场能量使感应电动势 u_2 减少。金属板材料 G 越厚损耗的能量越大，输出电动势 u_2 越小，即 u_2 的大小与 G 的厚度及材料的性质有关。试验表明， u_2 随材料厚度的增加按负指数规律减少，如图 3.9(b)所示。

涡流传感器可用于测位移、振动、测厚仪（变化 δ ），还常用于材料辨别（变化 ρ ）、无损探伤（变化 μ ）等。

（3）互感型电感传感器

互感型电感传感器是利用互感系数 M 的变化来反映被测量的变化，与变压器的工作原理相似，初级线圈输入稳定交流电时，次级线圈输出的电压随被测量的变化而变化。也称为变压器式传感器，常采用差动式。互感系数 M 的大小与两个线圈相对位置及周围介质的磁导能力等有关，表明了两线圈间的耦合程度。

互感型传感器就是利用这个原理将被测位移量转换成线圈互感的变化，结构形式以螺管

形应用较为普遍, 结构及工作原理如图 3.10 所示。传感器主要由线圈、铁心和活动衔铁三部分组成。线圈包括一个初级线圈和两个反接的次级线圈, 当初级线圈输入交流激励电压时, 次级线圈将产生感应电动势 e_1 和 e_2 。两个次级线圈极性反接, 因此传感器的输出电压为两者之差, 即 $e_o = e_1 - e_2$ 。活动衔铁能改变线圈之间的耦合程度。输出 e_o 的大小随活动衔铁的位置而变。

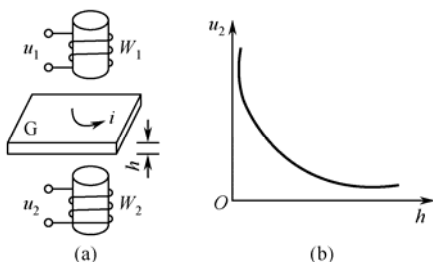


图 3.9 低频透射式涡流传感器

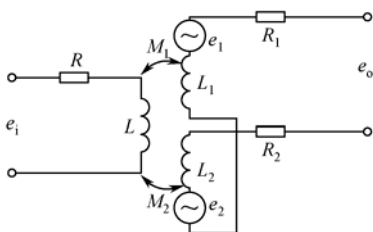


图 3.10 互感型传感器结构及工作原理

差动变压器传感器特点: 精度高(达 $0.1 \mu\text{m}$ 量级), 线圈变化范围大(可扩大到 $\pm 100 \text{ mm}$), 结构简单, 稳定性好。所以广泛用于直线位移及其他压力、振动等参量的测量。

电容式传感器的原理是电容的大小与组成电容的两极板的面积或介质的介电常数成正比, 与极板间的距离成反比。位移测试时, 位移变化引起面积或极板间距离的变化改变电容的大小, 即检测电容的值也就可以测算出位移的变化。

2. 数字式位移传感器

数字式位移传感器有光栅、磁栅、感应同步器等, 其特点是利用自身的物理特征, 使输出信号为脉冲信号, 每一个脉冲代表输入的位移当量, 对脉冲计数则可计算出位移。下面主要以光栅传感器和感应同步器来介绍数字式传感器的工作原理。

(1) 光栅位移传感器

光栅是一种新型的位移检测元件, 是在一块长条形光学玻璃上均匀刻上许多宽度相等的刻线, 形成透光与不透光相间排列的光学器件。

根据形状有圆光栅和直线光栅两种。根据用途, 光栅分为物理光栅和计量光栅, 物理光栅是利用光的衍射原理, 主要用于光谱分析、光波长的测量; 计量光栅利用光的莫尔现象实现位移、速度、振动等测量。按照光的走向, 分为反射光栅和透射光栅, 所用材料分别为玻璃和金属(不锈钢)。

光栅传感器由光源、透镜、光栅副、光电元件组成, 如图 3.11 所示。光栅传感器利用莫尔条纹效应达到测量的目的。光栅副包括标尺光栅和指示光栅, 光栅条纹密度一般为每毫米 25、50、100、250 条等。

莫尔条纹: 标尺光栅和指示光栅的密度相同, 但是长度相差很多, 当它们沿刻线成一个很小的角度 θ 叠合在一起, 由于遮光效应, 在光栅上出现明暗相间的条纹, 沿着与光栅条纹几乎成垂直的方向排列, 这些明暗相间的条纹称为莫尔条纹, 如图 3.12 所示。

光栅莫尔条纹的特点是起放大作用, 用 W 表示条纹宽度, P 表示栅距, θ 表示光栅条纹间的夹角, 则有

$$W \approx \frac{P}{\theta} \quad (3.15)$$

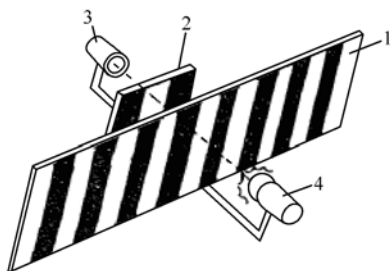


图 3.11 光栅测量原理

1—标尺光栅；2—指示光栅；3—光源与透镜；4—光电元件

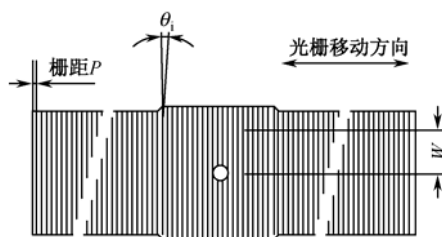


图 3.12 莫尔条纹示意图

若 $P = 0.01 \text{ mm}$ ，把莫尔条纹的宽度调成 10 mm ，则放大倍数相当于 1000 倍，大大减轻了电子线路的负担。

光栅测量系统的基本构成如图 3.13 所示。光栅移动时产生的莫尔条纹明暗信号可以用光电元件接收，图 3.13 中的 a、b、c、d 是四块光电池，即在一个莫尔条纹间距间安装 4 个光电元件，则它们产生的信号相位彼此差 90° ，对这些信号进行适当的处理后，即可以实现方向辨别和变成光栅位移量的测量脉冲。

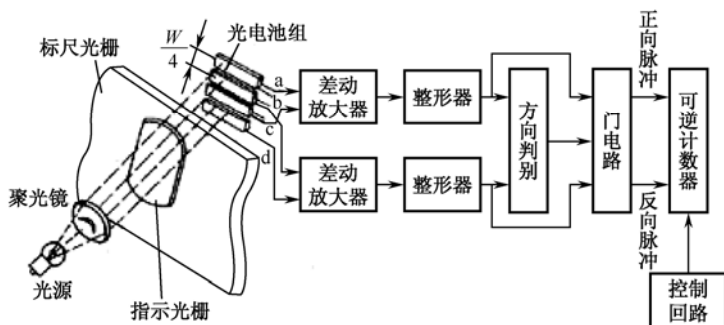


图 3.13 光栅测量系统

(2) 感应同步器

感应同步器是利用电磁感应原理将位移量转换为数字量的高精度检测元件，以脉冲形式输出。当励磁绕组与感应绕组发生相对位移时，由于电磁耦合，感应绕组中的感应电压随位移的变化而变化。感应同步器有测量直线位移的直线式感应器和测量角位移的圆盘式感应器两种。

直线感应同步器由定尺和滑尺两部分组成。定尺较长（200 mm 以上，根据测量行程的长度选择不同长度），上面刻有均匀节距的绕组；滑尺表面刻有两个绕组，即正弦绕组和余弦绕组，见图 3.14。当余弦绕组与定子绕组相位相同时，正弦绕组与定子绕组错开 $1/4$ 节距。滑尺在通有电流的定尺表面相对运动，产生感应电势。

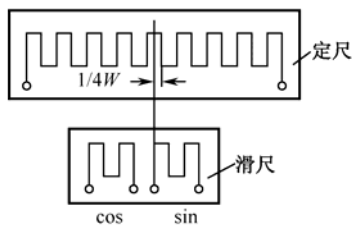


图 3.14 感应同步器原理图

圆盘式感应同步器，如图 3.15 所示，其转子相当于直线感应同步器的滑尺，定子相当于定尺，而且转子绕组中的两个绕组也错开 $1/4$ 节距。

表 3.1 列出了各类型线位移、位置传感器的主要性能及其优缺点。表 3.2 列出了各类型角位移、位置传感器的主要性能及其优缺点。

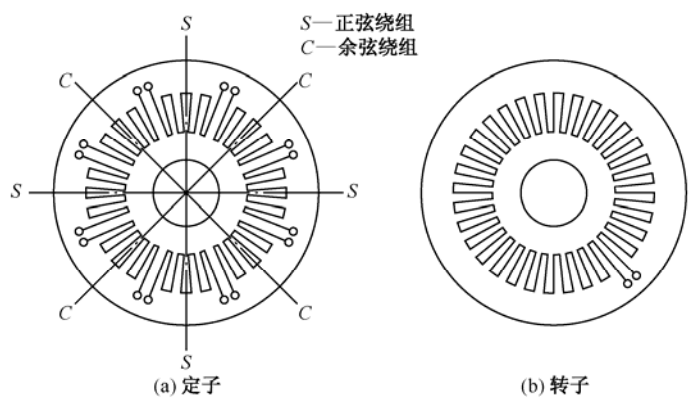


图 3.15 圆盘式感应同步器绕组图形

表 3.1 线位移、位置传感器的主要性能及其优缺点

类 型		测量范围/mm	线性度/%	分辨力/ μm	优 点	缺 点
电阻式	电位计式	0~300	0.1~1	10	结构简单,性能稳定,成本低	分辨力不高,易磨损
	电阻应变式	0~50	0.1~0.5	1	精度较高	动态范围窄
电感式	自感式	1~200	0.1~1	<0.01	动态范围宽,线性度好,抗干扰能力强	有残余电压
	电涡流式	1~5	1~3	0.05~5	结构简单,并能防水和油污	灵敏度随检测对象的材料而变化
	电感调频式	1~100	0.2~1.5	1~5	导杆移动使磁阻变化,使调频振荡器频率发生变化。抗干扰能力强	结构复杂
电磁式	磁敏电阻式	<5	精度 0.5%	0.3	体积小,结构简单,精度高,用于非接触测量	量程小
	感应同步式	200~40000	精度 2.5 $\mu\text{m}/\text{m}$	0.1	在机床加工和自动控制中应用广泛,动态范围宽,精度高	安装不便
	磁栅式	1000~40000	精度 1~2 $\mu\text{m}/\text{m}$	1	制造简单,使用方便,磁信号可重新录制,可用于机床和仪表,用来检测大位移	需要磁屏蔽和防尘措施
	霍尔效应式	5	<2%, 精度 ± 1 个脉冲	1	结构简单,体积小	对温度敏感
电容式	容栅式	1~100	0.5~1	0.01~0.001	结构简单,动态性能好,灵敏度和分辨力高,用于无接触检测,能适应恶劣环境	轴端窜动和电缆电容等对测量精度有影响。输出阻抗高,需要采取屏蔽措施
	反射式	± 1		1		
光电式	光栅式	30~3000	精度可达 0.5~3 $\mu\text{m}/\text{m}$	0.1~10		
	激光式	单频激光干涉传感器(迈克尔式)可达几十米	精度可达 $10^{-7}\sim 10^{-8}$ 数量级/m, 0.5 $\mu\text{m}/\text{m}$	0.0001~1		
	光纤式	1	1	0.25		
	光电编码式	1~1000	0.5%~1%	± 1 个二进制数		

表 3.2 角位移、位置传感器的主要性能及其优缺点

类 型		测量范围	精 确 度	线性度/%FS	分辨率	优 点	缺 点
电 位 器 式	绕线电位器式	0°~330°		0.1~3	0.1~1	结构简单, 测量范围广, 输出信号大, 抗干扰能力强, 精度较高	分辨率有限, 存在接触摩擦, 动态响应低
	非绕线电位器式	0°~330°		0.2~5	2"~6"	分辨率高, 耐磨性好, 阻值范围宽	接触电阻和噪声大, 附加力矩
	光电电位计式	0°~330°		3	较高	无附加力矩, 寿命长, 响应快	较大
应变计式		±180°				性能稳定可靠	
旋转变压器式		360°	2'~5'	小角度时 0.1		对环境要求较低, 有标准系列, 使用方便, 抗干扰能力强, 性能稳定	精度不高, 线性范围小
感应同步器式		360°	±5"~±1"		0.1"	精度较高, 易数字化, 能动态测量, 结构简单, 对环境要求低	电路较复杂
电容式		70°	25"		0.1"	分辨率高, 结构简单, 灵敏度高, 耐恶劣环境	需屏蔽
编码盘式		360°	0.7"		±1 个二进制数	分辨率和精度高, 易数字化, 非接触式寿命长, 功耗小, 可靠性高	电路较复杂
光栅式		360°	±0.5" 最高 0.06"		0.1" 最高 0.01"	易数字化, 精度高, 能动态测量	对环境要求较高
磁栅式		360°	±0.5"~±5"			易数字化, 结构简单, 录磁方便, 成本低	需磁屏蔽
激光式		±45°			d=50 cm 时为 0.1 rad	精度高, 常作为计量基准	设备复杂, 成本高
陀螺式		±30°~ ±70°		±2		能测动坐标转角, 采用新型结构时精度高	结构复杂, 工艺要求高

3.2.2 速度、加速度传感器

物体的速度有线速度和角速度两种, 所以测量物体速度的传感器也有直线速度传感器和转速计两种。

速度与加速度的测量方法: (1) 直接测量速度转变为输出信号; (2) 通过位移检测换算出速度和加速度; (3) 通过测试惯性力换算出加速度。加速度传感器有惯性加速度和振动冲击加速度传感器。下面介绍几种常见的速度、加速度传感器。

1. 直流测速机速度检测

直流测速机实际上就是一台微型的直流发电机, 作用是将转速变为电压信号。直流测速机不仅可以用来测速, 若以转角 θ 为参变量, 还可以实现机电微分、积分器。

直流测速电动机工作原理: 电磁感应原理。转子在磁场中旋转时, 电枢绕组即产生交变电势, 经换向器和电刷转换成与转子速度成正比的直流电势。

直流测速机根据定子磁极激磁方式可分为电磁式和永磁式两种。以电枢的结构, 分为无槽电枢、有槽电枢、空心杯电枢和圆盘电枢等。常用的为永磁式测速机。

图 3.16 所示为永磁式测速机原理电路图。恒定磁通由定子产生, 转子在磁场中旋转时,

电枢绕组即产生交变电势,经换向器和电刷转换成与转子速度成正比的直流电势。有负载时直流测速发电机的输出特性为

$$U_0 = \frac{Kn}{1 + R_a / R_L} \quad (3.16)$$

式中, R_a 为电枢内阻; R_L 为负载; K 为电动机常数; n 为转速。

从直流测速机的输出特性曲线图 3.17 可知,当负载电阻 $R_L \rightarrow \infty$ 时输出电压 U_0 与转速 n 成正比。负载电阻 R_L 小,输出电压下降,输出电压与转速之间线性度下降。所以要求精度较高的直流测速机,负载电阻 R_L 应尽可能大。

直流测速机的特点是没有剩余电压和相位波动,输出斜率大,但由于电刷和换向器,构造和维护比较复杂,摩擦转矩较大,特别是换向时因为火花产生干扰。

机电控制系统中,直流测速机主要用做测速和校正元件。为提高检测灵敏度,尽可能直接连接到电动机轴上。

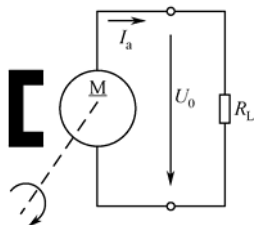


图 3.16 永磁式测速机原理图

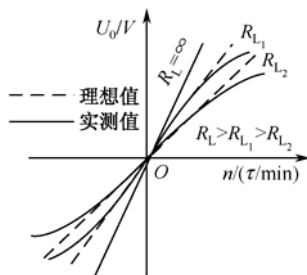


图 3.17 直流测速机输出特性

2. 光电式转速传感器

光电式转速传感器是将被测量转换为光量的变化,再通过光电元件把光量转化为电信号。它的工作原理是光电效应,即物体吸收光能后转换成电量的变化。目前利用的光电效应主要有三种:

- (1) 外光电效应: 物体光电照射下电子溢出现象,如光电管。
- (2) 内光电效应: 材料在光的照射下电阻率发生变化的现象,如光敏电阻。
- (3) 光生伏特效应: 物体在光照下内部产生电势的现象,如光敏二极管、光电池等。

光电式转速传感器是一种角位移传感器,它主要是利用光电管将光脉冲变成电脉冲。

由光电式转速传感器装在被测轴(或与被测轴相连接的输入轴)上的带缝隙圆盘、光源、光电器件和指示缝隙盘组成,如图 3.18 所示。光线通过缝隙圆盘和指示缝隙照射到光电器件上。当缝隙圆盘随被测轴转动时,光电元件输出一列与转速及圆盘上的缝隙数成正比的电脉冲。圆盘上的缝隙间距与指示缝隙的间距相同,所以圆盘每转一周,光电器件输出与圆盘缝隙数相等的电脉冲。电脉冲送入测量电路放大和整形,再经过计数就可换算转速的大小。根据测量单位时间内的脉冲数 N ,则可测出转速为

$$n = \frac{60N}{Zt} \quad (3.17)$$

式中, Z 为圆盘上的缝隙数; n 为转速 (r/min); t 为测量时间 (s)。

一般取 $Zt = 60 \times 10^m$ ($m = 0, 1, 2, \dots$), 利用两组缝隙间距 W 相同, 位置相差 $(\frac{i}{2} + \frac{1}{4})W$

($i = 0, 1, 2, \dots$) 的指示缝隙和两个光电器件, 则可辨别出圆盘的旋转方向。

3. 加速度传感器

加速度是反映物体在空间运动本质的一个基本物理量, 通过测量加速度可以测量物体的运动状态。加速度的测量, 通常采用惯性法, 即把惯性测量装置安装在运动体上进行测量。加速度传感器的工作原理都是利用惯性质量受加速度所产生的惯性力而造成的各种物理效应, 进一步转化成电量, 间接度量被测加速度。最常用的有应变式、压电式、电磁感应式等。

应变式加速度传感器是以应变片为机电转换元件的测振传感器。测试原理如图 3.19 所示, 当物体运动时, 惯性力的作用使弹性梁变形, 其上的应变片产生应变引起电阻的变化, 通过测量电路可知输出电压和与加速度的关系。

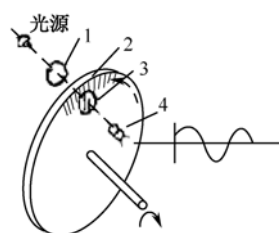


图 3.18 光电式转速传感器的结构原理图

1—透镜；2—带缝隙圆盘；3—指示缝隙盘；4—光电元件

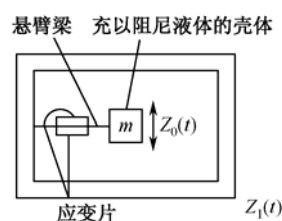


图 3.19 应变式加速度传感器

电磁感应式传感器是借助弹性元件在惯性力的作用下, 变形位移引起气隙的变化导致的电磁特性。

压电式加速度传感器是利用某些材料在受力变形的状态下产生电的特性的原理, 它的输出电压与所受的加速度成正比, 使用时不需外加供电源, 能直接把振动的机械能转换成电能, 而且体积小, 输出大, 固有频率高, 在振动冲击测量中使用非常广泛。

(1) 压电效应及压电材料

当某些材料沿某一方向施加压力或拉力时会产生变形, 内部产生极化现象, 同时在材料的相对表面产生符号相反的电荷; 当去掉外力后, 又重新回到不带电的状态; 当作用力方向发生变化, 电荷的极性也发生变化。这种现象被称为压电效应, 也称正压电效应。具有压电效应的材料叫压电材料。当给压电材料的某一方向施加电场, 压电材料会产生相应的变形, 这是压电材料的逆压电效应, 逆压电效应也称负压电效应 (电致伸缩效应)。

自然界中大多数晶体都有压电效应, 但是非常微弱。性能优良的压电材料有单晶体结构的石英晶体和多晶体结构的人造压电陶瓷 (如钛酸钡和锆钛酸铅等)。1986 年又出现了压电薄膜, 能制成薄膜的材料有氧化锌、硫化镉、硫化锌等, 这些材料能制成极薄的薄片 (约十几 μm) 换能器。

压电材料的压电效应具有方向性。图 3.20 表示石英晶体切片在 x 轴和 y 轴方向受压力和拉力时电荷产生方向的情况。

(2) 压电传感器结构及特性

从工作原理上看, 压电传感器可以看做一个电荷发生器, 同时也是一个电容器, 晶体上聚集电荷的两个表面可以视为电容的两个极板, 极板间的物质等效于介质。压电传感器结构一般由两片或多片压电晶体黏合而成, 由于压电晶片的电荷极性, 结构形式上分成并联和串

联两种（如图 3.21 所示）。并联接法输出电荷大，但本身电容也大，故时间常数大，适于测量变化较慢的信号，输出测量参数为电荷。串联接法输出电压高，本身电容小，适于电压输出信号和测量电路输出阻抗很高的情况。

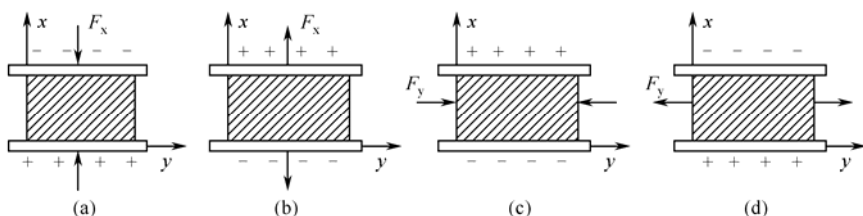


图 3.20 晶体的压电原理

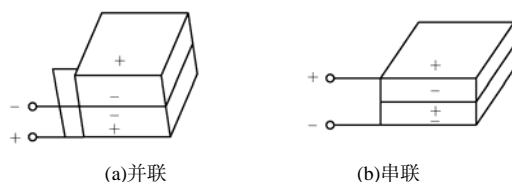


图 3.21 压电传感器的并联、串联示意图

如果外力不变，则积聚在基板上的电荷无外部泄露，当传感器本身的绝缘电阻无穷大，则外力作用期间电荷量保持不变，外力消失电荷消失；若绝缘电阻不是无穷大，电路则按指数规律放电，电荷无法保持不变，影响测量精度。所以用压电式传感器测试静态信号时，必须阻抗极高；当测量动态信号时，会输出交变的电势，漏电量小，信号处理电路相对简单，因此压电式传感器适合测试动态信号，且频率越高越好。

压电传感器的信号较弱，以电荷为表现形式，测量电路必须进行信号放大。压电传感器的内阻抗相当大，普通放大器不能放大。所以测量电路要配置高阻抗的前置放大器和一般放大器，高阻抗的前置放大器的作用是将高阻抗输出变为低阻抗输出，其次也有放大传感器微弱信号的作用；阻抗变换后的信号则可经一般放大器放大至数据处理设备。采用电压放大时，测量系统对电缆电容的变化非常敏感，特别是电缆长度的变化；当采用电荷测试方法时，测量电路采用的是电荷放大，测量系统对电缆长度变化的影响可以忽略。

另外，压电式传感器中，必须有一定的预应力，使得在作用力变化时，压电片始终有压力。这主要是为了保证接触面的平坦。但是预应力不能太大。

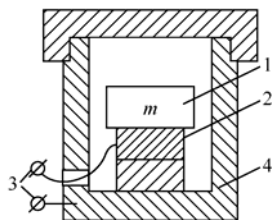


图 3.22 压电加速度传感器结构

1—质量块；2—压电材料切片；3—电荷输出端

该压电传感器是两片压电材料切片组成，下面一片的输出引线是通过壳体与电极平面相连。

使用时，传感器固定在被测物体上，感受该物体的振动。惯性质量块产生惯性力，使压

(3) 压电传感器应用

压电传感器不仅可以测加速度，还可以用在振动仪、超声波探测、助听器等产品中。

压电加速度测试传感器结构原理如图 3.22 所示。图中 1 是质量块，当加速运动时质量块产生的惯性力加载在 2（压电材料切片）上，3 是电荷（或电势）的输出端。该压电传感器是两片压电材料切片组成，下面一片的输出引线是通过壳体与电极平面相连。

电元件受到一交变的作用力，两个表面产生交变电荷，电荷量的大小与加速度成正比。

压电加速度传感器可以做得很小，质量很轻，故对被测机构的影响就小。压电式加速度传感器的频率范围广、动态范围宽、灵敏度高，应用较为广泛。

各类速度、加速度传感器其主要性能特点如表 3.3、表 3.4 所示。

表 3.3 速度传感器的主要性能及特点

类 型		精 度	线 性 度	分辨力或灵敏度	特 点
磁电感应式		5%~10%	0.02%~0.1%	600 mV·s/cm	灵敏度高，质能稳定，使用方便，但是频率下限受限制，体积较大，质量较重
差动变压器式		0.02%~1%	0.1%~0.5%	50 mV·s/cm	漂移小，但只能测低速±（10~200）mm/s
光电式		0.1%~0.5%或 ±1 个脉冲			结构简单，体积小，质量轻，非接触测量工作可靠，成本低，精度高
电容式		±1 个脉冲			非接触测量，结构简单，可靠性高，灵敏度、分辨力高，可测量转速。需要采取屏蔽措施
电涡流式		±1 个脉冲			灵敏度高，线性范围宽，但灵敏度随检测对象的材料而变
霍尔效应式		±1 个脉冲			结构简单，体积小，用于测转速，但对温度敏感
测速发电机			0.2%~1%	0.4~5 (mV·min/r)	线性度好，灵敏度高，输出信号大，性能稳定
陀螺式	压电陀螺	±0.2（读数值）	0.1%~1% （满度值）	<0.04（°）/s	性能稳定，寿命长，体积小，质量轻，响应快，线性度好，滞后小，功耗低，价格低
	转子陀螺	<±2%（°）/s	0.2%（满度值）	（0.6~2）（°）/s	惯性传感器，安装简单，使用方便，但质量大，成本高，寿命短
	激光陀螺			10 ⁻⁴ ~10 ⁻⁵ rad/s	灵敏度高，但由于频差极小，故必须采取防止转速低时发生锁定现象的措施，成本较高
	光纤陀螺	稳定性（0.03~ 0.04）（°）/h		可达 10 ⁻⁸ rad/s （理论值）	精度高，稳定性好，性价比高，体积小，质量轻，无闭锁现象，灵敏度高

表 3.4 加速度传感器的主要性能及特点

类 型		测量范围	线性度/%FS	灵 敏 度	分辨力	特 点
惯性 加速度 传感器	微型硅加速 度传感器	±5 g	1%（跨度）	偏轴灵敏度<跨度的 1%		测量值的零偏小，迟滞很小，且不受过载的影响
	压电加速度传感 器（膜盒式）	±10 g	0.2	500 Hz/g	0.002 g	体积小，质量轻，但需要前置放大器
	石英挠性伺服加 速度传感器（5512 型微振仪）	10 ⁻⁵ ~2 g		电压 1~600 V/g	10 ⁻⁵ g	内部需要置放大倍数为 1000、100、10 的有源低通、高通滤波器
冲击 加速度 传感器	压电加速 度传感器	2×10 ³ ~3×10 ⁵ g		电荷灵敏度 2~10 pC/ （ms ⁻² ），电压灵敏度 0.3~40 mV/（ms ⁻² ）		体积小，质量轻，动态范围大，频率范围更宽，但需要阻抗变换器或电荷放大器
	应变加速度传感 器（含压阻式）	±5~1000 g	1~5	0.5~8%		体积小，质量轻，灵敏度高，频响宽
	磁电式振动及速 度传感器	0.5~10 g	<±5	0.15~0.75 mV/（m ms ⁻² ）		可用于检测机械结构的振动加速度

3.2.3 测力传感器

工程测试中,力、压力和扭矩是系统中常见的机械参量。如机械运行载荷、各种切削力、冲压力、牵引力等。近年来各种高精度的力、压力和扭矩传感器以其惯性小、响应快、易于记录、便于遥控等优点而广泛应用。按其工作原理可分为弹性式、电阻应变式、气电式、位移式和相位差式等。在以上测量方式中,电阻应变式传感器用得最为广泛。

电阻应变片式力、压力和扭矩传感器的工作原理是弹性敏感器元件受到力、压力或扭矩的作用产生相应的应变,致使其表面的电阻应变片的电阻值的变化,再经过转换电路输出电压或电流信号,从而得到应变的大小,再换算为应力。

电阻应变式力和力矩传感器由弹性元件和传感元件组合而成,弹性元件是力传感器中的心脏部分,将力转换为位移或者应变,传感元件将位移或应变转换为电量。传感元件直接起测量作用。

测力、力矩传感器的规格品种很多,主要差别是弹性元件的结构形式不同,以及应变片在弹性元件上粘贴的位置不同。常见的弹性元件有柱形、筒形、环形、梁式和轮辐式等,根据被测力的大小和性质选择弹性元件。

弹性元件的要求:良好的弹性;足够的精度;随时间和温度变化的稳定性。

1. 柱形或筒形弹性元件

如图 3.23 所示,这种弹性元件结构简单,可承受较大的载荷,但其抗偏心载荷和测向力的能力差,传感器高度大,应变片在柱形和筒形弹性元件上的粘贴位置及接桥方法如图 3.23 所示。这种接桥方法能减少偏心载荷引起的误差,增加传感器的输出灵敏度。

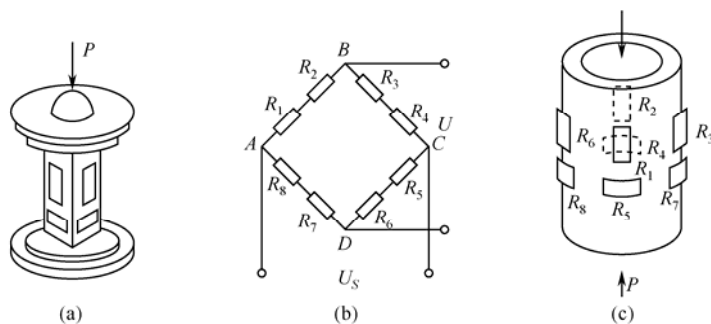


图 3.23 柱形和筒形弹性元件组成的测力传感器

若在弹性元件上施加一压力 P , 则筒形弹性元件的轴向应变 ε_L 为

$$\varepsilon_L = \frac{\sigma}{E} = \frac{P}{EA} \quad (3.18)$$

用电阻应变仪测出的指示应变为

$$\varepsilon = 2(1 + \mu)\varepsilon_L \quad (3.19)$$

式中, P ——作用于弹性元件上的载荷;

E ——圆筒材料的弹性模量;

μ ——圆筒材料的泊松系数;

A ——筒体截面积, $A = \pi(D_1 - D_2)^2 / 4$ (D_1 为筒体外径, D_2 为筒体内径)。

2. 梁式弹性元件

(1) 悬臂梁式弹性元件

特点是结构简单易加工、粘贴方便、灵敏度较高,适于测量小载荷的传感器中。

图 3.24 所示为一截面悬臂梁弹性元件,在其同一截面正反两面贴应变片,组成差动工作形式的电桥输出。

若梁的自由端有一被测力 P , 则应变片感受的应变为

$$\varepsilon = \frac{6l}{Ebh^2} P \quad (3.20)$$

电桥输出为

$$U_{SC} = K\varepsilon U_0 \quad (3.21)$$

式中, l ——应变计中心处距受力点距离;

b ——悬臂梁宽度;

h ——悬臂梁厚度;

E ——悬臂梁材料的弹性模量;

K ——应变计的灵敏系数。

(2) 两端固定梁

弹性元件的结构形状、参数以及应变片粘贴组成桥形式,如图 3.25 所示。它的悬臂梁刚度大,抗侧向能力强。粘贴应变片感受应变与被测力 P 之间的关系为

$$\varepsilon = \frac{3(4l_0 - l)}{4Ebh^2} P \quad (3.22)$$

它的电桥输出与式 (3.21) 相同。

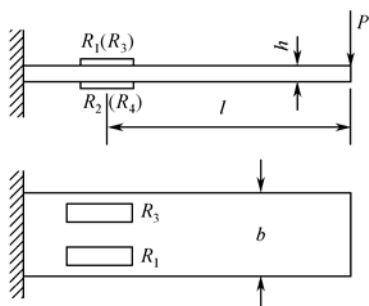


图 3.24 悬臂梁式测力传感器示意图

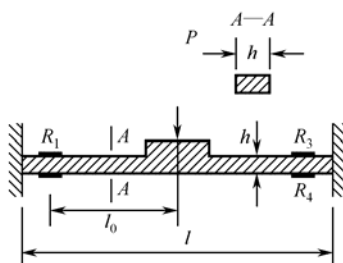


图 3.25 两端固定式测力传感器示意图

(3) 梁式剪切弹性元件

结构与普通梁式弹性元件基本相同,但应变片粘贴位置不同。应变片受的应变只与梁承受的剪切力有关,与弯曲应力无关。所以无论是拉伸还是压缩载荷,灵敏度相同,适用于同时测量拉力和压力的传感器。与梁式弹性元件相比,线性好、抗偏心载荷和侧向力的能力大,其结构和粘贴应变片的位置如图 3.26 所示。

应变片一般粘贴在矩形截面梁中间盲孔的两侧,与梁的中性轴成 45° 方向上。该处截面为工字形,使剪切应力在截面上的分布比较均匀,且数值较大。粘贴应变片处的应变与被测力 P 之间的关系近似为

$$\varepsilon = \frac{P}{2bhG} \quad (3.23)$$

式中， G 为弹性元件的剪切模量； b 和 h 为粘贴应变片处梁截面的宽度和高度。

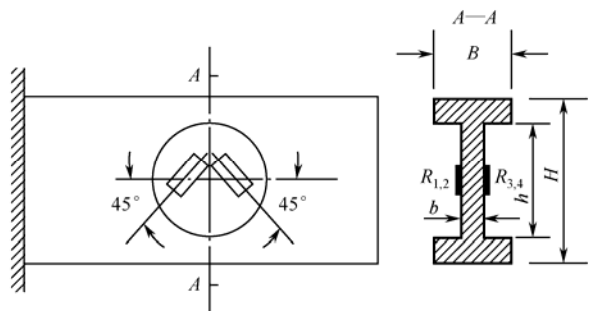


图 3.26 梁式剪切型测力传感器示意图

3. 扭矩测量

图 3.27 所示为电阻应变转矩传感器。弹性元件是一个与被测转矩的轴相连的转轴，转轴上贴有与轴线成 45° 的应变片，且两两相互垂直，接成全桥工作的电路方式，应变片感受的应变与被测试件的扭矩 M_T 的关系为：

$$M_T = 2GW_T$$

(3.24)

式中， G ——剪切弹性量， $G = E/2(1 + \mu)$ ；

W_T ——抗扭截面模量(实心圆轴 $W_T = \pi D^3/16$ ，空心圆轴 $W_T = \pi D^3(1 - \alpha^4)/16$ ， $\alpha = d/D$)。

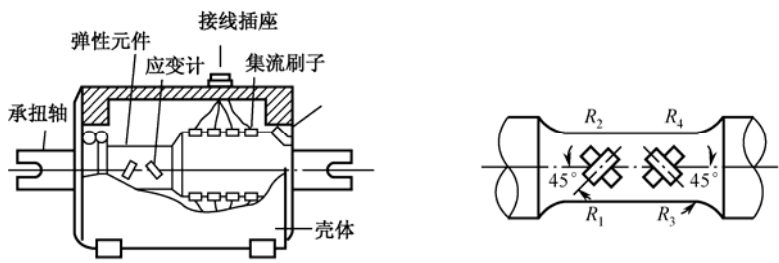


图 3.27 转矩传感器示意图

检测对象是旋转运动的轴，应变片的电阻变化信号要通过集流装置引出才能进行测量，转矩传感器已将集流装置安装在内部，所以只需将传感器直接相连就能测量转轴的转矩，使用非常方便。

表 3.5 力、压力和扭矩传感器的类型和特点

类 型		特 点	应 用
电阻式	电阻应变式	测量范围宽(测力 $10^{-3} \sim 10^8 \text{ N}$ ，测压力几十 $\text{Pa} \sim 10^{11} \text{ Pa}$)，精度高(一般 $\leq \pm 0.1\%$ ，最高可达 $10^{-5} \sim 10^{-6}$)，动态性能好，寿命长，体积小，质量轻，价格便宜，可在恶劣环境下工作，有一定的非线性误差，抗干扰能力差	粘贴在不同形式的弹性件表面可测力、扭矩、荷重等
	压阻式	测量范围大，频响范围宽，灵敏度、分辨力高，体积小，易集成，使用方便，但有较大的非线性误差和温度误差，需采取温度补偿措施	目前主要用于测量压力，具有发展前途
压电式		结构简单，工作可靠，使用方便，无须外加电源，抗磁、声干扰能力强，线性好，频响范围宽，灵敏度高，迟滞小，重复性良好，温度系数低	用来测量准静态力及动态力、压力，适用于动态和恶劣环境下进行力的测量

(续表)

类 型	特 点	应 用
压磁式	输出功率大，信号强，抗干扰和过载能力强，工作可靠，寿命长，能在恶劣环境下工作，但反应速度较慢，精度较低	常用于测量力、力矩和荷重（如切削力、张力、重量等）
电容式	结构简单，灵敏度高，动态特性好，过载能力强，对环境要求不高，成本低，但易受干扰	测量压力、扭矩等
霍尔效应式	结构简单，体积小，频带宽，动态范围大，寿命长，可靠性高，易集成，但温度影响大，转换效率较低	
电位器式	线性度较好，结构简单，输出信号大，使用方便，但精度不高，动态响应较慢	
电感式（如差动变压器式）	灵敏度、分辨率高，线性度可达 $\pm 0.1\%FS$ ，工作可靠，输出功率较大。但频响慢，不易快速动态测量	测量力、压力、扭矩、荷重等
光电式	结构简单，工作可靠，工作转换可达 $100\sim 800\text{ r/min}$ ，测量精度可达 1%	测扭矩
弹性元件式	利用弹性敏感元件（如膜盒、波纹管、膜片等）把力、压力、扭矩等被测参数变换为应变或位移，再转换为电量输出，其灵敏度随弹性敏感元件的敏感性不同而不同。使用可靠，但动态响应慢	测量力、压力、扭矩等

3.3 传感检测系统设计方法

3.3.1 传感器的选用原则

由于传感器的研制和发展非常快，各种各样的传感器应运而生。对传感器的选择就变得更加灵活；同时，传感器的选择又是一个复杂的问题，应该注意以下事项：

（1）首先明确测量目的，仔细研究被测试量的特性，确定测试方案，并初步确定传感器的类型。例如，明确要测量的物理量是位移、速度、加速度，还是压力、应力，然后初步确定所选的传感器的类型。

（2）根据测量范围指标要求确定选用的传感器。例如，位移测量时要分析是小位移测量还是大位移测量，若是小位移测量，是加工误差的测量还是工件位置的测量，是振动还是非振动，可供选择的有电感式传感器、霍尔式传感器等；若是大位移测量，则有感应同步器、容栅、磁栅、光栅传感器等。

（3）了解与传感器使用条件有关的事项。包括传感器的设置场所、环境条件（温度、湿度、振动等）以及是否有电场、磁场等干扰。根据条件不同选用抗干扰性能不同的传感器。例如，感应同步器对环境要求不高，而光栅传感器对环境要求较高。

（4）考虑传感器的静态和动态技术指标。如传感器的灵敏度、线性度、精度、频率响应特性以及稳定性等。一般尽量选用灵敏度高、线性度好、精度高、频带宽以及稳定时间长的传感器。

（5）考虑与购买和维护有关的事项。包括传感器的性价比、外形尺寸、质量、售后服务与保修时间等。

虽然选择传感器时要考虑的事项很多，但不是所有的事项都要满足，应根据实际应用有不同的侧重点，例如，长期连续使用的传感器，稳定性就应格外重视；而对机械加工或化学反应等短时间的过程监测，灵敏度和动态特性就是传感器的主要指标。

3.3.2 传感检测系统设计时的考虑因素

测试的目的和要求是选择传感测试系统的根本出发点,要达到技术上合理、经济上节约,必须考虑以下因素:

(1) 灵敏度。原则上说,测试系统的灵敏度应尽可能高,这意味着它能检测到被测机械量极微小的变化,即被测量稍有变化,测试系统就有较大的输出。因此,在要求高灵敏度的同时,应特别注意与被测信号无关的外界噪声的侵入,为达到既能检测微小的被测量,又能控制噪声使之尽量低,要求测试系统的信噪比越大越好。灵敏度越高,测量范围越窄,稳定性也越差。

(2) 精确度。精确度也称精度,它表示测试系统所获得的测试结果与真值的一致程度,并反映了测试中各类误差的综合。精确度越高,测试结果中所包含的系统误差和随机误差越小,测试系统的精确度越高,价格就越贵。因此从被测对象的实际出发,选用精确度合适的测试系统,以获得最佳的技术经济效益。

(3) 动态响应特性。测试系统的响应特性必须在所测频率范围内,并保持不失真条件。此外,响应总有一定延迟,但要求延迟时间越短越好,因此在选用时要充分考虑到被测量变化的特点。

(4) 线性范围。任何测试系统都有一定的测试范围,在线性范围内输出与输入成比例关系,线性范围越宽,表明测试系统的有效量程越大。测试系统在线性范围内工作是保证测量精确度的基本条件,然而测试系统不容易保证其绝对的线性,在某些情况下只要能满足测量的精确度,也可以在近似线性的区间内工作,必要时可以进行非线性补偿。

(5) 稳定性。表示在规定的条件下,测试系统的输出特性随时间的推移而保持不变的能力,影响稳定性的因素是时间、环境和测试系统的器件的状况。

(6) 测量方式。测试系统的测量方式不同,例如,接触式测量和非接触式测量、在线测量和非在线测量等不同的测量方式,对测试系统的要求不同,在线测量是与实际情况更趋一致的测试方法,特别是在实现自动化过程中对测试和控制系统往往要求真实性和可靠性,这就必须在现场实时工作,因此对测试系统有一定的特殊要求。

(7) 各环节之间的配合。由若干环节组成的测试系统,应注意各特性参数之间的恰当配合,使测试系统处于良好的工作状态。例如,一个多环节组成的测试系统,其总灵敏度取决于各环节的灵敏度以及各环节之间的连接方式(串联或并联),另外,该系统的总灵敏度与量程范围是密切相关的,当总灵敏度确定之后,过大或过小的量程范围都会给正常的测试工作带来影响。对于连续刻度的显示仪表,通常要求输出量落在接近满量程的 $1/3$ 区间内;否则即使仪器本身非常精确,测量结果的相对误差也会增大,从而影响测试的精确度。

(8) 其他。除上述必须考虑的因素外,测试系统还应尽量兼顾体积小、质量轻、结构简单、易于维修、价格便宜、便于携带、通用化和标准化等一系列因素。

3.3.3 抗干扰技术

测量仪表或传感器工作现场的环境条件常常是很复杂的,常会遇到各种各样的干扰。这样不仅造成逻辑关系的混乱,使系统测量和控制失灵,降低产品的质量,甚至造成令系统无法正常工作的损坏和事故。因此,排除干扰对测量过程的影响是十分必要的。

1. 干扰的类型及产生

测量中来自测量系统内部和外部,影响测量装置或传输环节正常工作和测试结果的各种因素的总和,称为干扰(噪声)。而把消除或削弱总干扰影响的全部技术措施,总称为抗干扰技术或防护。

根据干扰产生的原因,通常干扰可分为以下几种类型。

(1) 电和磁干扰

电和磁可以通过电路和磁路对测量仪表产生干扰作用,电场和磁场的变化在测量装置的有关电路或导线中感应出干扰电压,从而影响测量仪表的正常工作。这种电和磁的干扰对于传感器或各种监测仪表来说是最为普遍、影响最严重的干扰。因此,必须认真对待这种干扰。

(2) 机械干扰

机械干扰是由于机械的振动或冲击,使仪表或装置中的电气元件发生振动、变形,使连接线发生位移、指针发生抖动、仪器接头松动等。对于机械类干扰主要是采取减振措施来解决,如采用减振弹簧、减振软垫、隔板消振等措施。

(3) 光干扰

在检测仪表中广泛使用各种半导体元件,但半导体元件在光的作用下会改变其导电性能,产生电势并引起阻值变化,从而影响检测仪表正常工作。因此,半导体元器件应封装在不透光的壳体内,对于具有光敏作用的元件,尤其应注意光的屏蔽问题。

(4) 湿度干扰

湿度增加会引起绝缘体的绝缘电阻下降,漏电流增加;电解质的介电系数增加,电容量增加;吸潮后骨架膨胀使线圈阻值增加,电感器变化;应变片粘贴后胶质变软,精度下降等。通常采取的措施:避免将其放在潮湿处,仪器装置定时通电加热去潮,电子器件和印制电路板浸漆或用环氧树脂封灌等。

(5) 射线辐射干扰

核辐射可产生很强的电磁波,射线会使气体电离,使金属逸出电子,从而影响到电测装置的正常工作。射线辐射的防护是一种专门的技术,主要用于原子能工业等方面。

(6) 化学干扰

酸、碱、盐等化学物品以及其他腐蚀性气体,除了其化学腐蚀性作用将损坏仪器设备和元器件外,还能与金属导体产生化学电动势,从而影响仪器设备的正常工作。因此,必须根据使用环境对仪器设备进行必要的防腐措施,将关键的元器件密封并保持仪器设备清洁干净。

(7) 热干扰

设备和元器件在工作时产生的热量所引起的温度波动以及温度的变化都会引起仪表和装置的电路元器件的参数发生变化,另外某些测量装置中因一些条件的变化产生某种附加电势等,都会影响仪表或装置的正常工作。

在上述干扰中,电磁干扰对测试系统的影响最为普遍和重要,下面对电磁干扰的噪声源和噪声耦合方式进行讨论。

噪声的形成必须具备以下三个基本因素:噪声源、耦合通道和对噪声敏感的接收的电路。

2. 噪声源

(1) 放电噪声源

① 天体和天电干扰噪声源。天体干扰是由太阳或其他恒星辐射电磁波所产生的干扰。

天电干扰是由雷电、大气的电离作用、火山爆发及地震等自然现象所产生的电磁波和空间电位变化所引起的干扰。

② 电晕放电噪声源。电晕放电主要发生在超高压大功率输电线路和变压器、大功率互感器、高电压输变电等设备上。电晕放电具有间歇性,并产生脉冲电流。随着电晕放电过程将产生高频振荡,并向周围辐射电磁波。其衰减特性一般与距离的平方成反比,所以对一般检测系统影响不大。

③ 火花放电噪声源。如电动机的电刷和整流子间的周期性瞬间放电、电焊、电火花、加工机床、电器开关设备中的开关通断、电气机车和电车导电线与电刷间的放电等。

④ 辉光、弧光放电噪声源。通常放电管具有负阻抗特性,当和外电路连接时容易引起高频振荡,如大量使用荧光灯、霓虹灯等。

(2) 电气噪声源

① 射频噪声源。电视、广播、雷达及无线电收发机等对邻近电子设备造成干扰。

② 工频噪声源。大功率配电线与邻近检测系统的传输线通过耦合产生干扰。

③ 感应噪声。当使用电子开关、脉冲发生器时,因为其工作中会使电流发生急剧变化,形成非常陡峭的电流、电压前沿,具有一定的能量和丰富的高次谐波分量,会在其周围产生交变电磁场,从而引起感应干扰:

(3) 固有噪声源

固有噪声源是由器件内部物理性能无规则波动而形成的。电子装置内部的所有电子元件都存在固有噪声,这种噪声具有随机性,一般有热噪声、接触噪声、散粒噪声等。

3. 噪声干扰耦合方式

噪声源和被干扰对象之间噪声干扰的耦合方式主要有共阻抗耦合、静电电容耦合、电磁耦合、漏电流耦合。

(1) 共阻抗耦合

共阻抗耦合是由于两个电路间有公共阻抗,当一个电路中有电流流过时,通过共阻抗便在另一个电路上产生干扰电压。例如,几个电路由同一个电源供电时,会通过电源内阻互相干扰;在放大器中,各放大级通过接地线电阻互相干扰。消除共阻抗耦合干扰的核心是消除两个或几个电路之间的共阻抗。

(2) 静电电容耦合

静电电容耦合是由于两个电路之间存在寄生电容,产生静电效应,一个电路的电荷变化影响到另一个电路。一般干扰电压和导线间的寄生电容成正比。为了减小静电电容耦合,应通过合理布线和适当防护措施减小电路间的寄生电容。另外,降低接收电路的输入阻抗,也可以减小静电耦合干扰。

(3) 电磁耦合

电磁耦合(电感性耦合)是由于电路之间存在互感,使一个电路的电流变化,通过磁交变影响到另一个电路。对于电磁耦合干扰,降低接收电路的输入阻抗并不会降低干扰。而采取远离干扰源或设法降低电路间的互感系数等措施可以降低干扰。

(4) 漏电流耦合

由于绝缘不良,流经绝缘电阻的漏电流作用与有关电路引起的干扰,称为漏电流耦合。漏电流经常发生在用仪表测量较高的直流电压、测量仪表附近有较高的直流电源、高输入阻

抗的直流放大器中。为了削弱漏电流干扰,必须改善绝缘性能并采取相应的防护措施。

4. 常用的抑制干扰措施

为了保证测量系统正常工作,必须减弱和防止干扰的影响,如消除或抑制干扰源、破坏干扰途径以及减弱被干扰对象(接收电路)对干扰的敏感性等。通过采取各种抗干扰技术措施,使仪器设备能稳定可靠地工作,从而提高测量的精确度。

下面讨论常用的几种抗干扰技术。

(1) 屏蔽技术

利用铜或铝等低电阻材料制成的容器,将需要防护的部分包起来或者利用磁性良好的铁磁材料制成的容器将需要防护的部分包起来,此种防止静电或电磁的相互感应所采用的技术措施称为屏蔽,屏蔽的目的就是隔断场的耦合通道。

① 静电屏蔽。静电屏蔽就是利用了与大地相连接的导电性良好的金属容器,使其内部的电力线不外传,同时外部的电场也不影响其内部。

② 电磁屏蔽。电磁屏蔽是采用导电良好的金属材料做成屏蔽层,利用高频干扰电磁场在屏蔽金属内产生的涡流,再利用涡流磁场抵消高频干扰磁场的影响,从而达到抗高频电磁场干扰的效果。将电磁屏蔽妥善接地后,其具有电场屏蔽和磁场屏蔽两种功能。

③ 低频磁屏蔽。电磁屏蔽对低频磁场干扰的屏蔽效果是很差的,因此在低频磁场干扰时,要采用高磁导材料做屏蔽层,以便将干扰限制在磁阻很小的磁屏蔽体的内部,起到抗干扰的作用。

④ 驱动屏蔽。驱动屏蔽是用被屏蔽导体的电位,通过 1:1 电压跟随器来驱动屏蔽层导体的电位,其原理如图 3.28 所示。具有较高交变电位 U_n 干扰源的导体 A 与屏蔽层 D 间有寄生电容 C_{s1} ,而 D 与被防护导体 B 之间有寄生电容 C_{s2} , Z_i 为导体 B 对地阻抗。为了消除 C_{s1} 、 C_{s2} 的影响,图中采用了由运算放大器构成的 1:1 电压跟随器 R。设电压跟随器在理想状态下工作,导体 B 与屏蔽层 D 间绝缘电阻为无穷大,并且等电位。因此在导体 B 外,屏蔽层 D 内空间无电场,各点电位相等,寄生电容 C_{s2} 不起作用,故交变电压 U_n 干扰源 A 不会对 B 产生干扰。

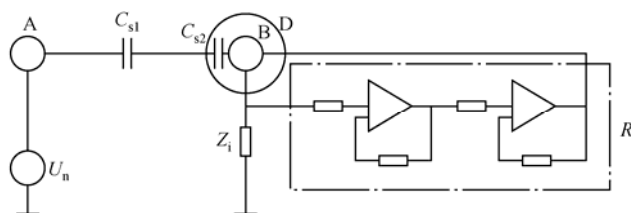


图 3.28 驱动屏蔽原理

(2) 接地技术

接地是保证人身和设备安全、抗噪声干扰的一种方法,合理地选择接地方式是抑制电容性耦合、电感性耦合及电阻耦合,减小或削弱干扰的重要措施。

电测装置的地线:

① 安全接地。以安全防护为目的,将电测装置的机壳、底盘等接地,要求接地电阻在 $10\ \Omega$ 以下。

② 信号接地。信号接地是指电测装置的零电位(基准电位)接地线,但不一定真正接

大地。信号地线分为模拟信号地线和数字信号地线两种。前者是指模拟信号的零电平公共线，因为模拟信号一般较弱，所以对该种地线要求较高；后者是指数字信号的零电平公共线，数字信号一般较强，因此对该种地线可要求低些。

③ 信号源接地。传感器可看做非电量测量系统的信号源。信号源地线是传感器本身的零电位电平基准公共线，由于传感器与其他电测装置相隔较远，因此它们在接地要求上有所不同。

④ 负载接地。负载中电流一般较前级信号电流大得多，负载地线上的电流在地线中产生的干扰作用也大，因此对负载地线与对测量仪器中的地线有不同的要求。有时二者在电气上是相互绝缘的，它们之间通过磁耦合或光耦合传输信号。

测量系统的接地。通常测量系统至少有三个分开的地线，即信号地线、保护地线和电源地线。这三种地线应分开设置，并通过一点接地，图 3.29 说明了这三种地线的接地方式。若使用交流电源，电源地线和保护地线相接，干扰电流不可能在信号电路中流动，避免因公共地线各点电位不均所产生的干扰，它是消除共阻抗耦合干扰的重要方法。

(3) 浮置

浮置又称浮空、浮接。它是指测量仪表的输入信号放大器公共线不接机壳也不接大地的一种抑制干扰的措施。

采用浮接方式的测量系统，如图 3.30 所示。信号放大器有相互绝缘的两层屏蔽。内屏蔽层延伸到信号源处接地，外屏蔽层也接地，但放大器两个输入端既不接地，也不接屏蔽层，整个测量系统与屏蔽层及大地之间无直接联系，这样就切断了地电位差对系统影响的通道，抑制了干扰。

浮置与屏蔽接地相反，是阻断干扰电流的通路。测量系统被浮置后，明显地加大了系统的信号放大器公共线与大地（或外壳）之间的阻抗。因此浮置能大大减小共模干扰电流。但浮置不是绝对的，不可能做到完全浮空。其原因是信号放大器公共线与地（或外壳）之间，虽然电阻值很大，可以减小电阻性漏电流干扰，但是它们之间仍然存在着寄生电容，即电容性漏电流干扰仍然存在。

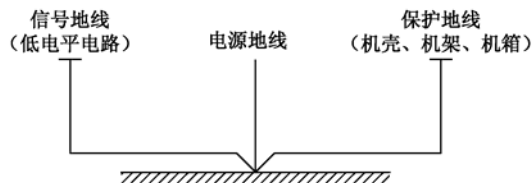


图 3.29 各种地线的分开设置

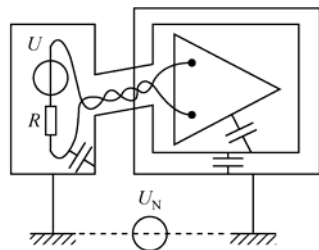


图 3.30 浮置的测量系统

(4) 隔离

隔离是破坏干扰途径、切断噪声耦合通道，从而达到抑制干扰目的的一种技术措施。常用的电路隔离方法有变压器隔离法和光耦合器等方法。

① 变压器隔离。对于一个两端接地的系统，地电位差通过地环回路对测量系统形成干扰。减小或消除类似这种干扰的一种方法是在信号传输通道中接入一个变压器，如图 3.31 所示，使信号源和放大器两个电路在电气上互相绝缘，断开地环回路，从而切断了噪声电路

传输通道,有效地抑制了干扰。在此情况下,信号通过磁耦合传输,所以变压器隔离法适用于传输交变信号的电路噪声抑制。

② 光耦合器隔离。光电耦合器隔离方法是在电路上接入一个光耦合器,即用一个光耦合器代替图 3.31 中的变压器,用光作为信号传输的媒介,则两个电路之间既没有电耦合,也没有磁耦合,切断了电和磁的干扰耦合通道,从而抑制了干扰。

隔离放大器。在模拟系统的前端采用浮地的隔离放大器能避免形成环路。隔离放大器可以抗 300 V 以上的共模干扰。隔离放大器使输入电路、输出电路、电源电路三者无公共地线。图 3.32 为隔离放大器示意图。其工作原理方框图如图 3.33 所示。图中直流电源经过稳压后给振荡器提供电源,振荡器产生交流电压,通过变压器耦合给输入电路和输出电路供电。三个电源之间无共地连接。输入信号为直流信号,经放大后调制为高频信号,通过变压器耦合至输出电路进行解调、滤波,还原为直流信号输出。这里,输入电路、输出电路、供电电路(图中用虚线分隔成三部分)之间无共地连接,既传输了信号,又避免了接地干扰。

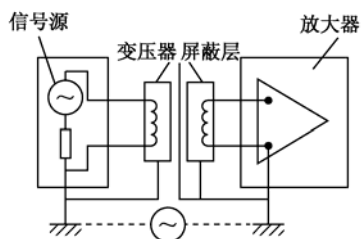


图 3.31 变压器隔离

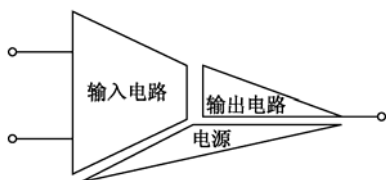


图 3.32 隔离放大器示意图

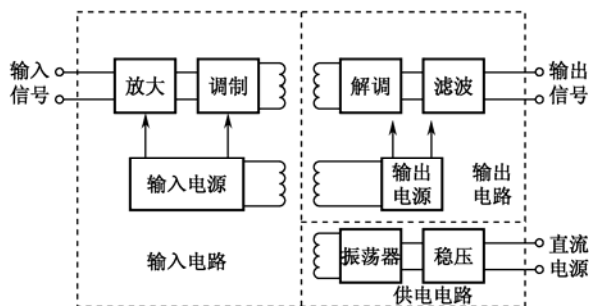


图 3.33 隔离放大器工作原理方框图

(5) 滤波

采用滤波器抑制干扰是最有效的手段之一,特别是对抑制经导线耦合电路中的干扰,它是一种广泛被采用的方法。它是根据信号及噪声频率分布范围,将相应频带的滤波器接入传导传输通道中,滤去或尽可能衰减噪声,达到提高信噪比,抑制干扰的目的。

下面是几个在电测装置中广泛使用的滤波器。

① 交流电源进线的对称滤波器。为防止交流电源的噪声通过电源线进入电测仪器内,在交流电源进线间接入一个防干扰滤波器,如图 3.34、图 3.35 所示,交流电先通过滤波器,滤去电源中的噪声后再输入仪器中。图 3.34 所示的高频干扰电压滤波器用于抑制中频带的噪声干扰,而图 3.35 所示的滤波电路用于抑制电源波形失真而含有较多高次谐波的干扰。

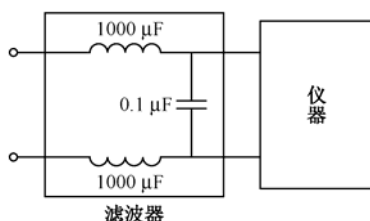


图 3.34 高频干扰电压滤波

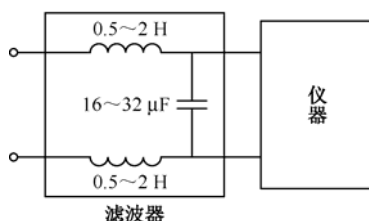


图 3.35 低频干扰电压滤波

② 直流电源输出的滤波器。直流电源往往是几个电路公用的。为削弱公共电源在电路间形成的噪声耦合，对直流电源还需加装滤波器。图 3.36 是滤除高、低频成分的滤波器。

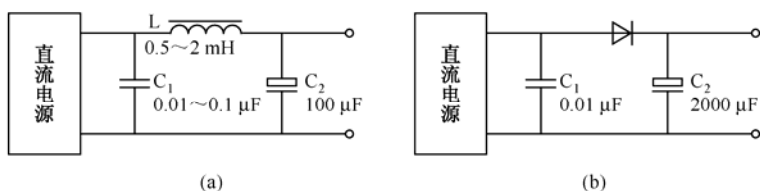


图 3.36 高、低频干扰电压滤波

③ 去耦滤波器。当一个直流电源同时为几个电路供电时，为了避免通过电源内阻造成几个电路之间互相干扰，可在每个电路的直流电源进线与地之间加 π 型 RC 或 LC 滤波器。

对于一台多级放大器，各放大器之间会通过电源的内阻产生耦合干扰，故多级放大器各级供电必须加 RC 去耦滤波器。

3.4 传感器检测系统与计算机的接口

3.4.1 传感器与计算机接口的基本方式

在检测系统中，传感器与计算机的接口，是指将模拟式传感器输出的位移、速度、加速度、角位移、角速度、角加速度、压力、流量、温度、扭力、振动等模拟被测物理量，经过放大器、采样保持器、A/D 转换器后输入到微型计算机；或将数字式传感器输出的开关式或数字式被测物理量，经过输入调理和缓冲电路后输入到微型计算机。

如果感测系统中所用的微型计算机为嵌入式结构（如单片机或多片微处理器芯片），则可以将计算机与系统其他部分有机结合在一起，形成单一式结构。当计算机为扩展式结构时，可以将计算机的 I/O 总线作为感测系统的接口。

典型的微型计算机数据采集系统方框如图 3.37 所示。它的输入信号可分为开关信号、数字信号和模拟信号三类。相应地，传感器与微型计算机的接口有以下三种基本方式。

(1) 开关量接口方式。开关型传感器输出的是二值信号（逻辑 1 或 0），通过三态缓冲器即可传送给计算机。

(2) 数字量接口方式。数字型传感器输出的是数字量（二进制代码、BCD 码、脉冲序列等），可直接（或通过三态缓冲器）传送给计算机。

(3) 模拟量接口方式。计算机处理的是数字信号，而模拟型传感器输出的信号为模拟信号，需要通过 A/D 转换才能被计算机接收和处理。

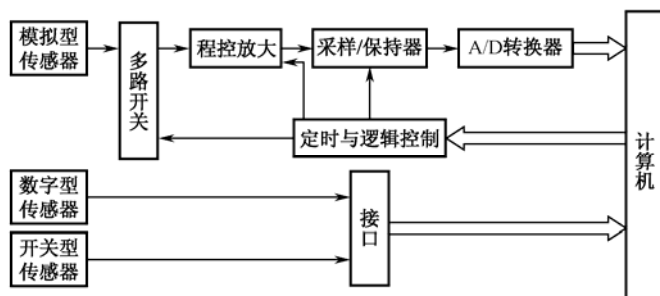


图 3.37 微型计算机数据采集系统方框图

3.4.2 开关量输入接口

检测系统中常应用各种按键、继电器和无触点开关（晶体管、可控硅）来处理大量的开关量信号，这种信号只有开和关，或者高电平和低电平两种状态，相当于二进制代码“1”和“0”，处理较为方便。计算机感测系统通过开关量输入接口引入传感器的开关量信号，然后进行必要的处理和操作。

在计算机检测系统中，常采用通用并行 I/O 芯片（例如 8155、8255、8279）来输入开关量信号。若系统不复杂，也可采用三态门缓冲器和锁存器作为 I/O 接口电路。对单片微机而言，因其内部已具有并行 I/O 口，故可直接与外界传输开关量信号。但应注意，开关量输入信号的电平幅度必须与 I/O 芯片的要求相符，若不相符合，则应经过电平转换后，方能输入微机。由于在工业现场中存在各种电场、磁场、噪声等干扰，在输入接口中往往需要设置隔离期间，以抑制干扰的影响。开关量输入接口的主要技术指标是抗干扰能力和可靠性，而不是精度，这一点必须在设计时予以注意。

1. 开关量输入接口电路

开关量输入接口电路主要由输入调理电路、输入缓冲器和输入地址译码器等组成，如图 3.38 所示。

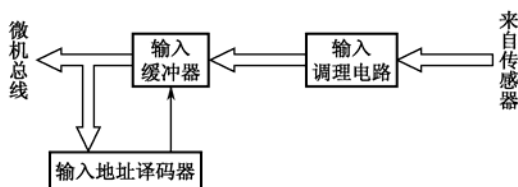


图 3.38 开关量输入接口电路

2. 输入调理电路

开关量输入接口的基本功能就是接收来自传感器获取的状态信号。这些状态信号的形式可能是电压、电流或开关的触点闭合，因此会引起瞬时高压、过电压、接触抖动等现象。为了将外部开关量信号输入到计算机，必须将现场输入的状态信号经过转换、保护、滤波、隔离等措施转换成计算机能够接收的逻辑信号。这些功能成为信号调理。

（1）小功率输入调理电路

图 3.39 所示为小功率输入调理电路。它将接点的接通和断开动作，转换成 TTL 电平信号并与计算机相连。为了清除由于接点的机械抖动而产生的振荡信号，一般都应加入有较长时间常数的积分电路来消除这种振荡。图 3.39(a)所示的是一种简单的、采用积分电路消除开

关抖动的方法。图 3.39(b)所示的是采用 RS 触发器消除开关两次反跳的方法。

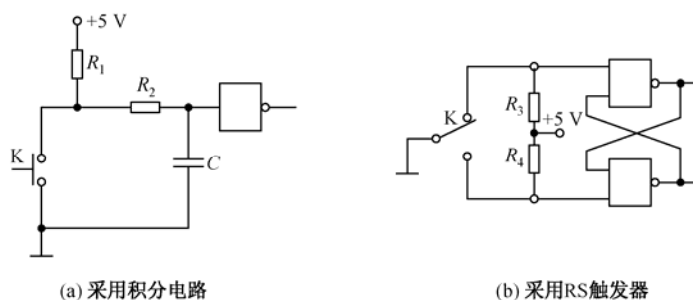


图 3.39 小功率输入调理电路

(2) 大功率输入调理电路

在大功率系统中, 需要从电磁离合器等大功率器件的接点输入信号。在这种情况下, 为了使接点工作可靠, 接点两端至少要加 24 V 以上的直流电压。因为直流电平响应快, 不易产生干扰, 电路简单, 因而被广泛采用。但是这种电路所带的电压高, 高压电路与低压电路之间应该用光电耦合器进行隔离。大功率调整电路如图 3.40 所示。

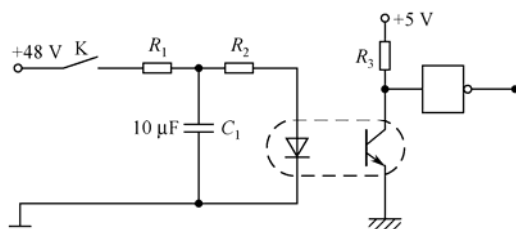


图 3.40 大功率输入调理电路

3. 输入缓冲器

输入缓冲器通常采用三态门缓冲器 74LS244, 74LS244 有 8 个通道, 可输入 8 个开关状态量。被测状态信息通过三态门缓冲器输送到计算机的数据总线上。

由于输入接口是直接挂在计算机总线上的, 所以要求该接口只有在计算机读取其信号时才与总线接通, 而其他时间接口都必须与总线断开, 以确保计算机能正常工作。图 3.41 所示为采用三态门缓冲器 74LS244 的输入接口电路。当片选信号为高电平时, 三态门缓冲器为高阻状态, 总线与接口相当于断开。当片选信号为低电平时, 三态门缓冲器将输入数据送入总线。

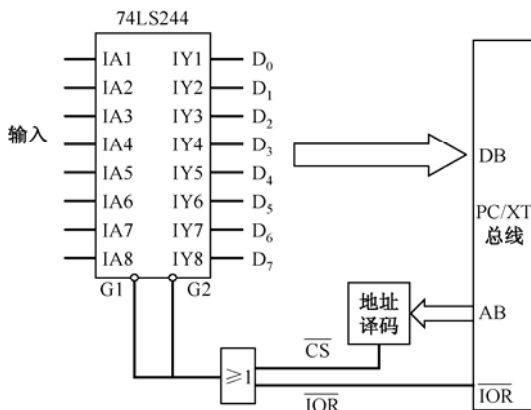


图 3.41 采用三态门缓冲器 74LS244 的输入接口电路

3.4.3 数字量输入接口

数字型传感器输出的数字量可通过三态门缓冲器或并行接口芯片传送给计算机。通过三态门缓冲器的输入接口与上面所述的开关量接口相同。以下介绍可编程并行输入/输出接口芯片。

1. 可编程并行输入/输出接口

可编程并行输入/输出接口芯片，是微型计算机接口中最常用的芯片，它们的特点是硬件连接简单，接口功能强，使用灵活。图 3.42 所示为 Intel 公司生产的 8255A 可编程并行输入/输出接口芯片的内部结构图。它由以下三部分组成。

(1) 与微机的接口部分

这部分通过数据缓冲器与内部数据总线相连，缓冲器是 1 个 8 位双向三态门缓冲器。所有的输入输出数据，以及对 8255A 发出的控制字和从 8255A 读入的状态信息，都是通过这个缓冲器传送的。 \overline{RD} （读）、 \overline{WR} （写）、 \overline{CS} （片选）及 RESET（复位）是控制信号线。

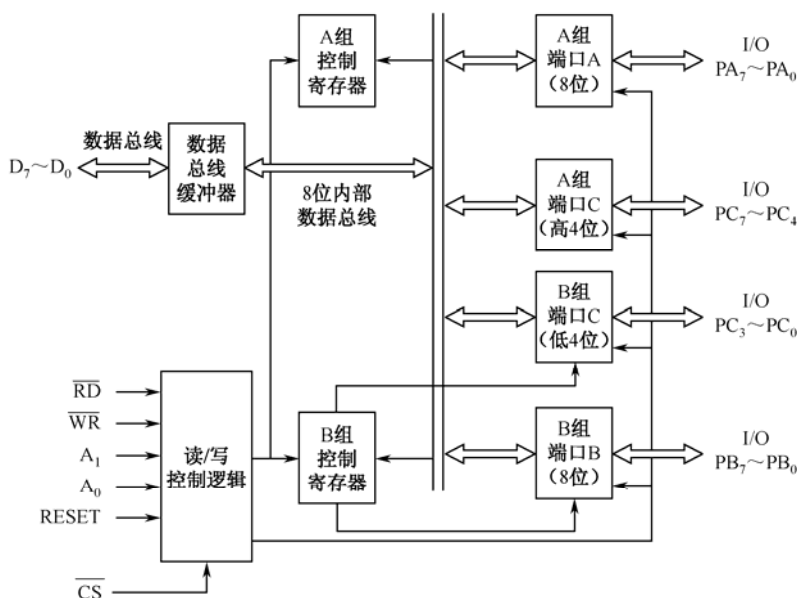


图 3.42 8255A 内部结构图

(2) 与外设的接口部分

这部分共有 3 个 8 位的端口：A 口、B 口和 C 口。其中 C 口又分为 C 口上半部和 C 口下半部。A、B 和 C 三个端口的工作模式可通过程序来选择，分别是模式 0、模式 1 和模式 2。

① 模式 0 为基本的输入/输出工作模式。这种方式不需要选通信号，任何一个端口都可以通过编程设定为输入或输出端口。作为输入端口时都具有三态门缓冲器功能，作为输出端口时都具有数据锁存器功能。

② 模式 1 为应答式输入/输出工作模式。A 口和 B 口作为 8 位输入或输出端口，C 口作为 A 口和 B 口输入/输出的应答信号。

③ 模式 2 为应答式双向输入/输出工作模式。此时 A 口作为双向输入/输出端口，C 口

中的 5 位作为相应的应答信号, 余下的 B 口和 C 口仍可处于模式 0 工作方式。

(3) 逻辑控制部分

8255A 的编程选择是通过将控制字写入控制寄存器来实现的。

8255A 可编程并行输入/输出接口芯片的具体使用方法可参阅有关微机原理及接口方面的书籍。

2. 地址译码

在计算机感测系统中, 许多接口都挂在总线上, 但在任一时刻只能有一个接口通过总线输出数据, 或者只能有一个或几个接口读入数据, 否则就会造成混乱。某一个接口能否把它的数据送到数据总线上或从数据总线上读数, 就看它与数据总线相连的三态门缓冲器或锁存器是否接收到片选信号。片选信号是否出现由计算机的程序所设定。当计算机执行从某一个接口“读数据”的指令时, 首先把这个接口的地址放到地址总线上, 并使读控制线 (RD) 变为低电平。各接口的译码电路会对地址线上的地址进行译码, 只有地址号与地址总线上的

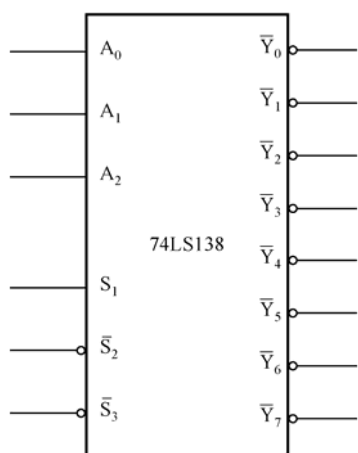


图 3.43 74LS138 译码器

被选地址一致的那个接口才被选中, 于是该接口上的数字信号就被送到数据总线上供计算机读取。同样, 计算机向接口“写数据”也有类似的过程。可见译码电路是接口电路的一个重要组成部分。以下以 3-8 译码器 74LS138 为例说明地址译码器的原理, 如图 3.43 所示。

当图中片选信号为高电平时, 芯片未被选中, 所有 8 个输出端都为高电平。当片选信号为低电平时, A_0 、 A_1 和 A_2 的 3 位二进制数共有 8 个状态, 每种状态都对应某一个输出端为低电平, 而其他输出端为高电平, 片选信号可采用其他译码电路的输出信号构成高位地址 XX, 则 A_0 、 A_1 和 A_2 的 8 个状态可以给出 $XX0H \sim XX7H$ 等 8 个地址, 对应 8 个接口中的某一个被选中。将最终的译码结果 Y_0, Y_1, \dots, Y_7 和计算机的读 (或写) 信号相“或”, 作为输入接口三态门缓冲器的片选信号 (或

接输出接口锁存器的片选信号), 就能保证计算机与各接口正常进行数据交换。

3.4.4 模拟量输入接口

对模拟信号的处理主要是为改善传感器输出的模拟信号质量而采取的一系列措施, 如信号放大、硬件滤波、函数拟合、非线性补偿、信号的压缩与展开等。模拟信号经处理后, 一般需要将模拟量转换成数字量, 以便采用计算机系统做进一步的处理、分析和存储等。这种模拟信号到对应数字信号的转换是由模拟量输入接口 (模数转换接口) 实现的。

1. 利用集成 A/D 转换器构成的模数转换接口

(1) 一般结构及特点

模数转换接口的作用是, 将传感器模拟接口电路调理过的模拟信号转换成适合计算机处理的数字量, 并送入计算机数据通道中。集成 A/D 转换器 (简称 ADC) 是集成在一块芯片上, 完成模拟输入信号向数字信号转换的电路单元。以其为核心, 根据需要再附加多路转换开关和采样保持放大器等, 就可构成完整的模数转换接口。出于电路成本与性能方面的不同要求, 模数转换接口可有不同的结构形式。

图 3.44 所示为高电平单路调理电路单 ADC 系统。这种结构具有较低的成本和电路性能,它的特点是全部输入通道公用一路调理电路。另外,为了减小多路开关引入的误差,要求模拟输入具有较高的电平(通常应高于 1 V),否则就需要采用能接收微弱信号的高精度多路模拟开关。

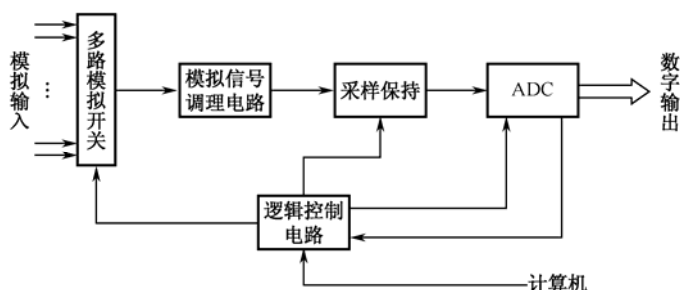


图 3.44 高电平单路调理电路单 ADC 系统

图 3.45 所示为低电平多路调理电路单 ADC 系统。它是一种最常见的数据采集系统,具有较高的性能,每个通道均有各自的信号调理电路,通过多路模拟开关分时与采样保持电路相连。这种电路结构中的模拟输入一般为低电平的微弱信号,经过调理电路后,可以将较高的电平送入多路转换开关。由于模拟开关处理的是高电平模拟信号,因此其可能引起的误差远比图 3.44 所示的误差电路小。

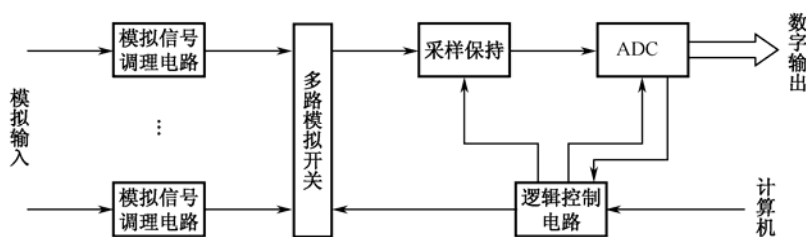


图 3.45 低电平多路调理电路单 ADC 系统

图 3.46 所示为多路调理电路和多路 ADC 系统。它将转换成的数字量自一个多路数字开关送入计算机系统。这种结构的成本较高,但具有较高的性能。

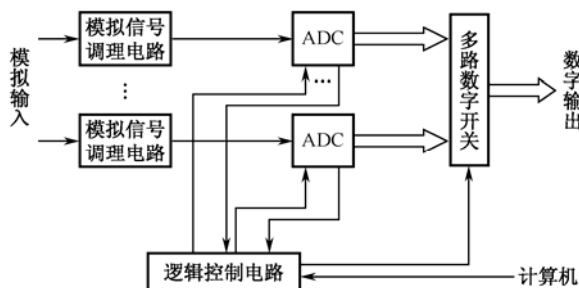


图 3.46 多路调理电路和多路 ADC 系统

模数转换接口除了具有高分辨率和高精度外,还有一个重要的指标就是采样率。对一个由模拟信号调理电路和模数转换接口组成的数据采集系统而言,模拟调理电路的带宽和模数转换接口的转换速度必须与系统的采样率指标相匹配。对于同样的系统采样率要求,通过采

用不同结构的模数转换接口,可以改变对 ADC 的性能要求,从而可以用廉价、低性能的 ADC 实现较高性能的数据转换功能。

对图 3.44、图 3.45 所示的结构而言,各路模拟输入信号的采样由同一路 ADC 实现,如果采集 N 路模拟信号,每一路输入的采样率为 f ,则 ADC 本身的转换速度至少要达到 Nf 。图 3.44 所示的系统中,多路输入信号的模拟调理由同一路模拟信号调理电路实现,这种结构适用于各路模拟输入信号有近似一致的特性,如动态范围相近的情况,当各路模拟信号的动态范围变化较大时,调理电路增益往往要求可调。由于在多路模拟开关中选中一路新的模拟输入信号与启动 ADC 转换之间,调理电路需要一定的处理时间。因而要求 ADC 的实际转换速度远大于 Nf 。图 3.45 所示的结构使每一路模拟输入分别通过一路调理电路,基本消除了调理电路的调整延迟时间,但仍要求 ADC 的转换速度大于 Nf 。

与前面两种结构相比,图 3.46 所示的结构对 ADC 性能的要求大大降低。每个 ADC 的转换速度与所要求的对模拟输入信号的采样率相同,只需略高于 f ,而输出端多路数字转换开关很容易满足转换速度高于 Nf 的要求。

(2) 采样、量化和编码

由模拟量转换为数字量包括采样、量化和编码三个阶段。采样即按照一定的时间间隔从连续的模拟信号中抽取一系列时间的离散样值,采样频率由奈奎斯特采样定理决定,即只有采样频率大于模拟信号中最高频率的 2 倍时,采样信号才能保留原模拟信号的全部信息。

时间离散后的采样信号,还需采用相当于四舍五入的方法,将其信号幅值及电平与零到满度值之间一系列离散的电压值对应起来。这种将幅值连续取值的模拟信号变为只能取有限个离散幅值的离散信号的过程称为量化。显然,用量化值去代替采样值是一种近似,其误差值等于量化值与采样值之差,称为量化误差。增加离散幅值的电平级数可以减小量化误差,相应地需要增加编码时二进制数码的位数 n 。 n 与 A/D 转换器输出的信噪比存在如下关系

$$\text{信噪比} = 10 \lg(2/q)^2 = 6.02(n+1) \text{dB} \quad (3.25)$$

式中, q 为量化步长的归一化值,即 $q = 2^{-n}$ 。

编码就是用一定位数的二进制数码来表示采样信号的量化幅值。一般编码与量化是同时完成的。通常所用的码制是二进制原码,在 A/D 转换器中的左起第一位数字位称为最高有效位 (MSB),它的权重是 $1/2 \text{ FS}$ (FS 表示满刻度幅度),第二位的权重是 $1/4 \text{ FS}$,依此类推,最后一位称为最低有效位 (LSB),它的权重值为 2^{-n} FS 。

(3) A/D 转换器的特性指标

① 分辨力。

A/D 转换器的分辨力是指转换器的输出每改变 1 LSB 所对应的输入模拟电压的最小变化量。对于最大输入幅度为 U_{FS} ,位数为 n 的 A/D 转换器,其分辨力为 $1 \text{ LSB} = U_{\text{FS}} / (2^n - 1)$ 。

② 精度。

精度的大小表征模数转换器在转换过程中的相对误差,精度越高,意味着信号经转换后的失真越小。凡是在转换过程中使信号产生失真的因素都会使精度下降。精度也受电路噪声的限制。例如,为了减小量化误差,需要增加转换位数,当位数 $n=12$ 时,1 LSB 就几乎接近于电路噪声电平。如果只单纯地增加转换位数,而不采取其他措施去减小噪声,那么位数的增加是毫无意义的。

转换误差包括以下几种。

- 量化误差。A/D 转换器输出端量化值与输入端模拟电压值之间的误差，称为量化误差。在输出量化值阶梯过渡点的误差为最大，其幅值为 $\pm 1/2 \text{ LSB}$ ，一般将该值最为量化误差。或者表示为相对于满刻度电压 U_{FS} 的相对误差形式： $\pm \frac{1}{2} \times \frac{1}{2^n - 1} \times 100\%$ 。
- 零点失调误差。也称为失调误差，是 ADC 为了使其输出数码为零所需要的理想输入电压值与实际输入值之差。计算零点失调误差时，应扣除量化误差的影响，如图 3.47(a)所示。零点失调误差使 A/D 转换器的输入/输出特性曲线向某一方向平移。该误差通常是由转换器中的模拟放大器或比较器的输入失调电压或失调电流所引起的。
- 增益误差。又称比例因子误差，是指当 ADC 输出为满刻度数字码时，实际的输入电压与理想的输入电压之间的偏差，如图 3.47(b)所示。

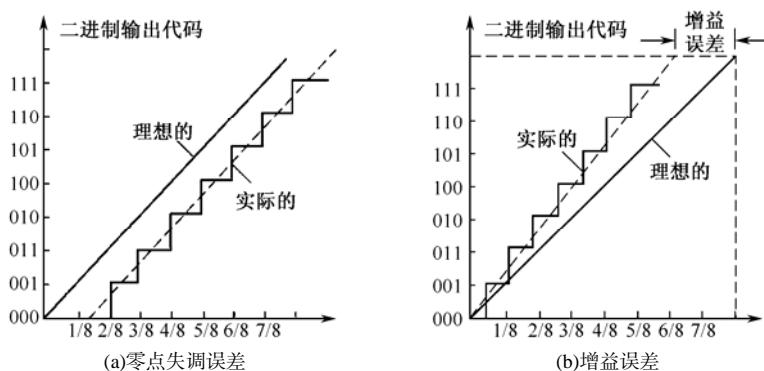


图 3.47 ADC 的转换误差

设理想满刻度输入电压为

$$U_{FS} = (1 - 2^{-n})U_{ref} \quad (n \text{ 为转换位数, } U_{ref} \text{ 为基准电压})$$

而实际满刻度输入电压为

$$U_{AFS} = U_{FS}k$$

则满刻度误差为

$$\Delta U_{FS} = U_{FS} - U_{AFS} = (1 - 2^{-n})U_{ref}(1 - k)$$

满刻度的相对误差（即增益误差）为

$$r_G = \frac{\Delta U_{FS}}{U_{FS}} = 1 - k$$

该误差通常是由于基准电压、转换网络电阻或输出放大器的误差所引起的，而这些因素又与温度有关，故增益误差为温度的函数。为了减小增益误差，可以通过调整基准电源的电压值来实现。

- 非线性误差。它是指转换器的实际传递特性曲线与理想特性曲线偏差的最大值，但不包括量化误差和失调误差。

在实际测定该误差时，应先消除失调误差，然后将测得的实际传递特性曲线与理想特性曲线相比较，找出最大偏差值，再减去量化误差，即为非线性误差。

- 差分非线性误差。它是指转换器每改变一位数码实际需要的输入电压的变化量与理

想条件下响应的输入电压的变化量之差。

③ 转换速度。

转换速度是指在所需精度条件下, ADC 的转换时间。一般位数越多, 转换时间越长, 即精度高与速度快是相矛盾的。对系统设计而言, 总的转换速度包括 ADC 的转换时间、采样保持放大器的采样时间和孔径时间。

2. 利用电压—频率转换器构成的模数转换接口

电压—频率转换器(VFC)是将电压或电流转换成脉冲序列, 该脉冲序列的瞬时频率精确地与输入模拟量成正比。VFC 的输出连续地跟踪输入信号, 直接响应输入信号的变化, 且不需外部时钟同步。严格说来, VFC 实际上是一种模拟-模拟转换电路, 因为电压和频率均为模拟量。由于频率信号可用数字方法测量, 所以很容易实现模数转换。它对低速率的转换是很适用的, 在高分辨力模数转化、数据计算、数字电压表、两线式高抗干扰度的数据传输及遥测中都有广泛的应用。在用 VFC 实现 ADC 时, 可不必加采样/保持电路, 因为其输出总是对应于输入信号的平均值。

VFC 的主要特点是对共模干扰抑制能力强、分辨力高、输出信号适于远距离串行输出。其主要缺点是转换速度慢, 必须外加计数器将串行的脉冲输出转换为并行形式。

VFC 的主要类型包括: 早期出现的由压控振荡器构成的 VFC, 以及后来发展起来的积分式 VFC, 还有跟踪式、逐次比较式、带采样保持放大器的逐次比较式、并行式等, 其中以积分式 VFC 的应用最广。

目前, 集成 VFC 按制造工艺可分为模块式和单片式两种结构形式。前者外接元件少, 校准容易, 精度高, 有较好的线性, 较低的增益漂移和较高的满刻度频率(一般为 $1\text{ kHz}\sim 1\text{ MHz}$), 且其输出脉冲的幅度和宽度恒定, 对于小的模拟输入信号具有很低的占空比; 后者对外接元件质量要求高, 精度相对较低, 但尺寸小, 成本低, 输入和输出连接灵活, 具有较低的失调漂移, 且可在低电源电压和单电源的条件下工作。

VFC 的接口方框图如图 3.48 所示。

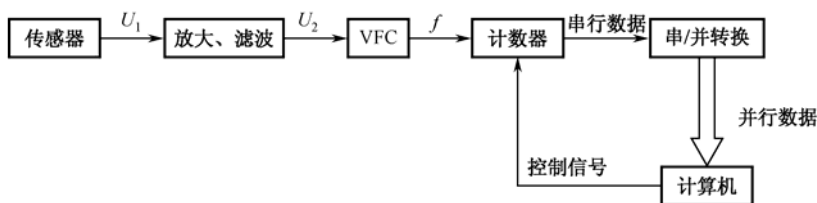


图 3.48 VFC 的接口方框图

3.5 传感器在数控机床中的应用

数控机床综合了机械、自动化、计算机、测量、微电子等最新技术, 使用了多种传感器, 由于高精度、高速度、高效率及安全可靠的特点, 在制造业技术设备更新中, 数控机床正迅速地在企业得到普及。数控机床是一种装有程序控制系统的自动化机床, 能够根据已编好的程序, 使机床动作并加工零件。它综合了机械、自动化、计算机、测量、微电子等最新技术, 使用了多种传感器。

1. 位移检测

位移检测的传感器主要有脉冲编码器、直线光栅、旋转变压器、感应同步器等。

(1) 脉冲编码器的应用

脉冲编码器是一种角位移(转速)传感器,它能够把机械转角变成电脉冲。脉冲编码器可分为光电式、接触式和电磁式三种,其中,光电式应用比较多。

(2) 直线光栅的应用

直线光栅是利用光的透射和反射现象制作而成,常用于位移测量,分辨力较高,测量精度比光电编码器高,适应于动态测量。

在进给驱动中,光栅尺固定在床身上,其产生的脉冲信号直接反映了拖板的实际位置。用光栅检测工作台位置的伺服系统是全闭环控制系统。

(3) 旋转变压器的应用

旋转变压器是一种输出电压与角位移量成连续函数关系的感应式微电动机。旋转变压器由定子和转子组成,具体来说,它由一个铁心、两个定子绕组和两个转子绕组组成,其原、副绕组分别放置在定子、转子上,原、副绕组之间的电磁耦合程度与转子的转角有关。

(4) 感应同步器的应用

感应同步器是利用两个平面形绕组的互感随位置不同而变化的原理制成的。其功能是将角度或直线位移转变成感应电动势的相位或幅值,可用来测量直线或转角位移。按其结构可分为直线式和旋转式两种。直线式感应同步器由定尺和滑尺两部分组成,定尺安装在机床床身上,滑尺安装于移动部件上,随工作台一起移动;旋转式感应同步器定子为固定的圆盘,转子为转动的圆盘。感应同步器具有较高的精度与分辨力、抗干扰能力强、使用寿命长、维护简单、长距离位移测量、工艺性好、成本较低等优点。直线式感应同步器目前被广泛地应用于大位移静态与动态测量中,例如用于三坐标测量机、程控数控机床、高精度重型机床及加工中心测量装置等。旋转式感应同步器则被广泛地用于机床和仪器的转台以及各种回转伺服控制系统中。

2. 位置检测

位置传感器可用来检测位置,反映某种状态的开关,与位移传感器不同。位置传感器有接触式和接近式两种。

(1) 接触式传感器的应用

接触式传感器的触头由两个物体接触挤压而动作,常见的有行程开关、二维矩阵式位置传感器等。行程开关结构简单、动作可靠、价格低廉。当某个物体在运动过程中,碰到行程开关时,其内部触头会动作,从而完成控制,如在加工中心的 X、Y、Z 轴方向两端分别装有行程开关,则可以控制移动范围。二维矩阵式位置传感器安装于机械手掌内侧,用于检测自身与某个物体的接触位置。

(2) 接近开关的应用

接近开关是指当物体与其接近到设定距离时就可以发出“动作”信号的开关,它无须和物体直接接触。接近开关有很多种类,主要有自感式、差动变压器式、电涡流式、电容式、干簧管、霍尔式等。

接近开关在数控机床上的应用主要是刀架选刀控制、工作台行程控制、油缸及汽缸活塞行程控制等。

霍尔传感器是利用霍尔现象制成的传感器。将锗等半导体置于磁场中,在一个方向通以电流时,则在垂直的方向上会出现电位差,这就是霍尔现象。将小磁体固定在运动部件上,当部件靠近霍尔元件时,便产生霍尔现象,从而判断物体是否到位。

3. 速度检测

速度传感器是一种将速度转变成电信号的传感器,既可以检测直线速度,也可以检测角速度,常用的有测速发电机和脉冲编码器等。

测速发电机具有以下特点:输出电压与转速严格成线性关系;输出电压与转速比的斜率大;可分成交流和直流两类。

脉冲编码器在经过一个单位角位移时,便产生一个脉冲,配以定时器便可检测出角速度。在数控机床中,速度传感器一般用于数控系统伺服单元的速度检测。

4. 压力检测

压力传感器是一种将压力转变成电信号的传感器。根据工作原理,可分为压电式传感器、压阻式传感器和电容式传感器。它是检测气体、液体、固体等所有物质间作用力能量的总称,也包括测量高于大气压的压力计以及测量低于大气压的真空计。电容式压力传感器的电容量由电极面积和两个电极间的距离决定,因灵敏度高、温度稳定性好、压力量程大等特点近来得到了迅速发展。在数控机床中,可用它对工件夹紧力进行检测,当夹紧力小于设定值时,会导致工件松动,系统发出报警,停止走刀。另外,还可用压力传感器检测车刀切削力的变化。再者,它还在润滑系统、液压系统、气压系统被用来检测油路或气路中的压力,当油路或气路中的压力低于设定值时,其触点会动作,将故障信号送给数控系统。

5. 温度检测

温度传感器是一种将温度高低转变成电阻值大小或其他电信号的一种装置。常见的有以铂、铜为主的热电阻传感器,以半导体材料为主的热敏电阻传感器和热电偶传感器等。在数控机床上,温度传感器用来检测温度从而进行温度补偿或过热保护。

在加工过程中,电动机的旋转、移动部件的移动、切削等都会产生热量,且温度分布不均匀,造成温差,使数控机床产生热变形,影响零件加工精度,为了避免温度产生的影响,可在数控机床上某些部位装设温度传感器,感受温度信号并转换成电信号送给数控系统,进行温度补偿。

此外,在电动机等需要过热保护的地方,应埋设温度传感器,过热时通过数控系统进行过热报警。

6. 刀具磨损监控

刀具磨损到一定程度会影响到工件的尺寸精度和表面粗糙度,因此,对刀具磨损要进行监控。当刀具磨损时,机床主轴电动机负荷增大,电动机的电流和电压也会变化,功率随之改变,功率变化可通过霍尔传感器检测。功率变化到一定程度,数控系统发出报警信号,机车停止运转,此时,应及时进行刀具调整或更换。

以上介绍的传感器在数控机床上的应用是目前的状况,但随着传感器和数控机床的发展,有些传感器将被淘汰,如旋转变压器等,而新的传感器将不断出现,会使数控机床更加完善,自适应更强。

思 考 题

1. 关节型机械手中常用的传感器有哪些？
2. 比较增量式编码器与绝对式编码器的特点。
3. 莫尔条纹的特点是什么？为什么它对光栅刻线的误差有平均作用？
4. 试述光栅传感器的工作原理。

第 4 章 控制系统设计

4.1 概 述

机电一体化系统中的控制系统部分是整个系统的“大脑”与“神经”，指挥着整个系统中各部件协调工作，控制主要包括控制理论、计算机控制接口技术和伺服驱动控制技术。控制系统设计是综合运用各种知识的过程，不同产品所需要的控制功能、控制形式和动作控制方式也不尽相同。由于采用微机作为机电一体化系统或产品的控制器，因此，其控制系统的设计就是选用微机、设计接口、选用控制形式和动作控制方式的问题，这不仅需要微机控制理论、数字电路、软件设计等方面的知识，也需要一定的生活和生产工艺知识。本章主要讲述机电一体化控制系统中的基本概念、相关控制理论和计算机控制技术。有关伺服驱动控制技术将在第 5 章中详细介绍。

4.1.1 控制的基本概念

控制是指为达到某种目的，对某些对象施加所需的操作。目前，控制已相当广泛地应用在各行各业，如温度控制、微机控制等。在机电系统中，控制更是无处不在，任何技术设备、机器和生产过程都必须按照预定的要求运行。例如，数控机床要加工出高精度的零件，就必须保证刀架的位置准确地跟随进给；发电机要正常供电，就必须维持输出电压恒定，尽量不受负荷变化和电动机转速的影响；热处理炉要提供合格的产品，就必须严格控制炉温等。其中，数控机床、发电机和热处理炉是用于工作的机器设备；刀架位置、电压和炉温是表征这些机器设备工作状态的物理量。常把这些用于工作的机器设备称为被控量（或被控对象），相对被控量而言，给定量（或控制量）就是刀架位置、电压和炉温等。因此，控制的基本任务可概括为使被控量与给定量等值。

为了实现各种复杂的控制任务，首先要将被控量和控制装置按照一定的方式连接起来形成一个有机体，这个有机体称为控制系统。按照控制理论描述，机电一体化自动控制系统框图如图 4.1 所示。

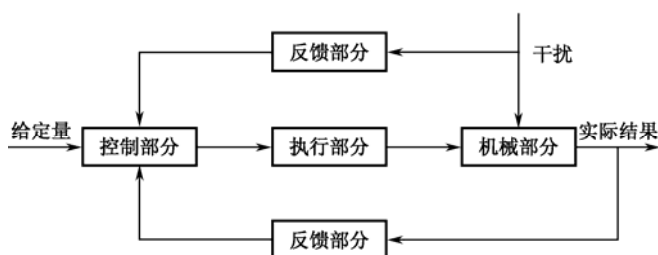


图 4.1 控制系统框图

(1) 控制部分

控制部分相当于人类的大脑和神经系统，是机电控制系统的中枢部分。它的作用是将系统的控制信息和来自传感器的反馈信息进行处理和判断，并向执行部分发出指令。

(2) 执行部分

执行部分的作用是将来自控制部分的电信号转换为机械能。

(3) 机械部分

机械部分是能够实现某种运动的机构。

(4) 反馈部分

反馈部分是指对输出端的机械运动结果进行测量、监控、比较和调整。

4.1.2 控制分类

1. “量”控制与“逻辑”控制

一般来说，“控制”可分为两类，即以速度、位移、温度、压力等数量大小为控制对象和以物体的“有”、“无”、“动”、“停”等逻辑状态为控制对象。以数量大小为对象的控制可根据表示数量大小的信号种类分为模拟控制和数字控制。

(1) 模拟控制，是指将速度、位移、温度或压力等变换成大小与其对应的电压或电流等模拟量进行信号处理的控制。其信号处理方法称为模拟信号处理，采用模拟信号处理的控制称为模拟控制。

(2) 数字控制，是指把要处理的“量”变成数字量进行信号处理的控制。其信号处理方法称为数字信号处理，采用数字信号处理的控制，称为数字控制。

模拟控制精度不高，不适合于复杂的信号处理。数字控制可用于精度要求高和信号运算比较复杂的场合。

以“逻辑状态”为对象的控制称为逻辑控制，通常处理开关的“通”、“断”，灯的“亮”、“灭”，电动机的“运转”、“停止”之类的“1”与“0”二值逻辑信号。逻辑控制又称顺序控制。称为逻辑控制是强调信号处理的方式，称为顺序控制是强调对被控对象的作用。

2. 开环控制与闭环控制

在以数量大小、精度高低为控制对象的控制系统中，将输出的结果与目标值比较的差值作为偏差信号，控制输出结果，这种控制系统就是闭环控制系统。以目标值为系统输入，对输出结果不予检测的控制系统是开环控制系统。在闭环控制系统中，由于将检测的输出结果返回到输入端与目标值进行比较，所以又称为反馈控制，图 4.2 表示闭环控制系统的输入与输出信号之间的关系。

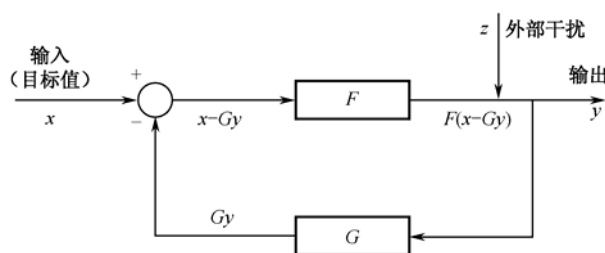


图 4.2 闭环控制系统

3. 连续控制与非连续控制

在模拟控制中,输入与输出的对应关系一般是以无时间差的情况下用微分方程的形式表示。那样,输入与输出在时间上保持连续的关系,称为连续控制。在机电一体化产品中,广泛使用了数字控制。控制中采用微处理机作为数字运算装置。在数字运算装置中,从给出输入数值到得出运算结果的输出数值存在时间差(滞后时间),在时间上有不连续的关系,则称为非连续控制。在非连续控制中,每隔一定周期进行一次运算(采样),并把运算结果保持到下一运算周期的控制方式,称为采样控制。如果使不连续控制的滞后时间足够小,动作当然就接近连续控制了,但连续控制与非连续控制用于反馈控制时,往往表现出完全不同的情况,因此必须注意。

4. 线性控制与非线性控制

由线性元件构成的控制系统称为线性控制系统。对机械系统来讲,凡是具有固定传动比的机械系统(齿轮、齿条、带轮等)都是线性系统,控制方程一般采用线性方程表示。含有非线性元件构成的控制系统称为非线性控制系统。对机械系统来讲,只要含有非线性元件(凸轮、拨叉、连杆机构等)都是非线性系统,控制方程一般用微分方程表示。

线性控制应满足下列线性运算的性质:

(1) 均匀性。若系统对输入 $f(t)$ 的响应是 $x(t)$, 则它对输入 $af(t)$ 的响应是 $ax(t)$, 其中 a 是常数。

(2) 重叠性。若系统对输入 $f_1(t)$ 的响应是 $x_1(t)$, 对输入 $f_2(t)$ 的响应是 $x_2(t)$; 则对输入 $f(t)=f_1(t)+f_2(t)$ 的响应是 $x(t)=x_1(t)+x_2(t)$ 。

否则,称为非线性控制。

严格来说,理想的线性元件是不存在的,一般元件的参数多少都会随着信号的大小而有所变化。如电阻的阻值随温度高低、电流大小而变化;电感铁心的磁导率也随电流而变化等。即使元件都是线性的,但在系统工作中也不可避免地存在一些非线性因素,如在机电一体化系统中,传动系统中的齿隙、游隙和摩擦等。

5. 点位控制和轨迹控制

点位控制是在允许加速度条件下,尽可能以最大速度从坐标原点运动到目的坐标位置,对两点之间的轨道没有精度要求,见图 4.3(a)。轨迹控制又称为连续路径控制,包括直线运动控制和曲线运动控制。这类控制对于运动轨迹上的每一点坐标都具有一定的精度要求,需要采用插补技术生成控制指令,如图 4.3(b)所示。

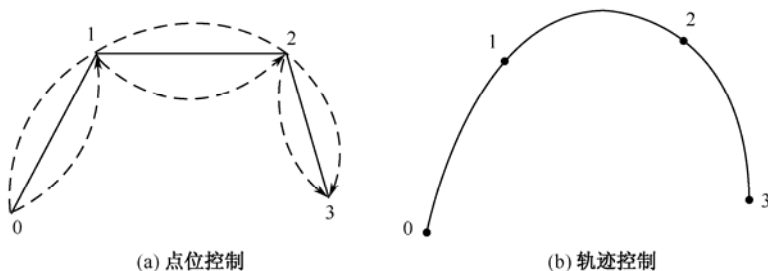


图 4.3 点位控制和轨迹控制

4.1.3 动作控制方式及特点

机电一体化产品的动作控制方式是指其执行机构从一点移动到另一点的过程中,对位置、速度或加速度等的控制方式。

1. 位置控制方式

位置控制方式按其控制指令来分,有绝对值控制方式和增量值控制方式。绝对值控制方式是先确定基准坐标系,以此坐标系的坐标值为位置控制指令。而增量值控制方式则以从当前位置向下一个位置移动所需的移动量为控制指令。

(1) 步进电机定位。这种定位方式的结构最简单。它是以步进电机为执行单元,用对应于所需移动量的脉冲数驱动步进电机进行定位的,常用于定位精度要求不太高的地方。由于步进电机的启动脉冲频率有上限,超过此频率就会出现丢步现象,破坏脉冲与转角的比例关系,因此,在使用一定频率脉冲的情况下,难于提高动作速度。在采用计算机控制的机电一体化产品中,使用计算机程序进行运算,可在不丢步的范围内缓慢加速,接近目标位置时缓慢减速,达到目标位置时停止,提高了使用步进电机时的运动速度。

(2) 直流(或交流)伺服电机定位(绝对值方式)。对于高速度和高精度的定位,需采用反馈控制。检测位置反馈信号的位置检测传感器,也有绝对值和增量值两种控制方式。绝对值方式位置检测器多使用感应同步器、旋转变压器等,将检测的信号反馈给指令输入端并与绝对位置指令信号进行比较,通过控制使两者一致。图 4.4 为其原理框图,它由计算机发出位置指令信号,通过 D/A 转换为模拟信号,并与检测出的位置反馈信号进行比较。

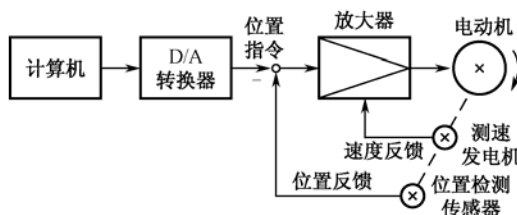


图 4.4 绝对值控制方式直流伺服电机定位

(3) 直流(或交流)伺服电机定位(增量值方式)。这是利用计算机的一种增量式脉冲控制直流(或交流)伺服电机的方式,其原理如图 4.5 所示。在直流伺服电机上装有脉冲发生器,由于电动机只能转动相应于脉冲数的转角,因此,用直流伺服电机的高速响应性实现了类似于步进电机的功能。这种方法是在要求高性能定位的机电一体化产品中常用的方法。

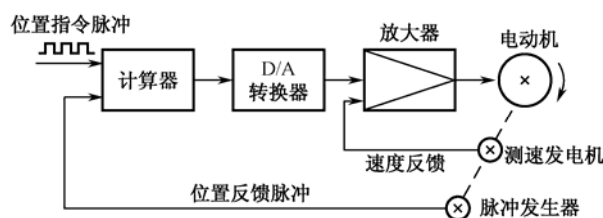


图 4.5 增量值控制方式直流伺服电机定位

2. 速度控制方式

(1) 速度的模拟反馈控制。速度的模拟反馈控制原理如图 4.6 所示。电动机为直流（或交流）伺服电机，采用测速发电机产生的与电动机转速成比例的电压，作为速度反馈信号。其工作原理是利用电压比较电路，以设定电压 U_1 与测速发电机的输出电压 U_3 之差 ΔU 的形式求出设定转速与实际转速之差。如果实际转速比设定转速低，电压差就大，从而电枢电压 U_2 增大，电动机转速也升高，于是电动机就以规定电压与测速发电机输出电压大致相同时的转速连续旋转。

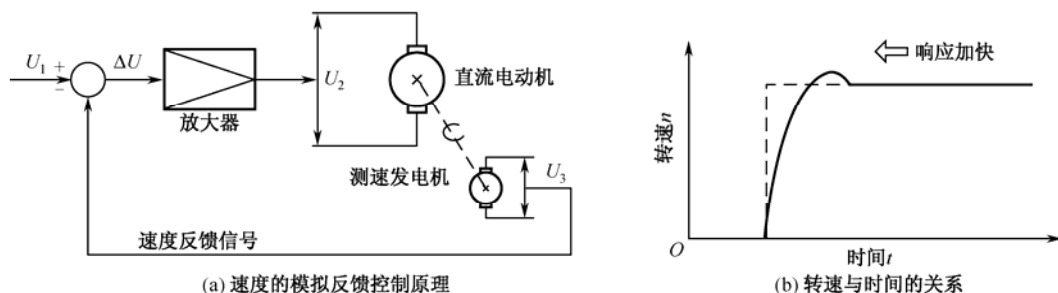


图 4.6 速度的模拟反馈控制

(2) 速度的数字反馈控制。速度的数字反馈控制原理如图 4.7 所示。这种控制方式为锁相闭环控制，可以实现高精度的速度控制，适合于音频设备的速度控制。控制伺服放大器的输出与输入脉冲和速度反馈脉冲的相位差 α 成正比。速度指令脉冲采用频率为 f_1 的脉冲系列，脉冲发生器产生与电动机转速成比例的频率为 f_2 的脉冲系列，用相位比较器比较两个脉冲信号的相位差，通过控制使其相位达到一致，从而达到控制速度之目的。

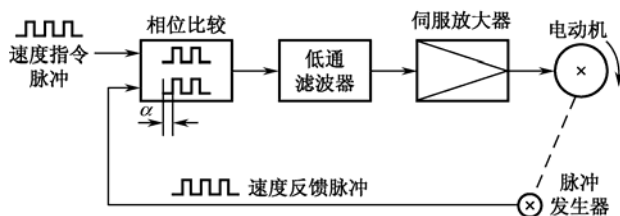


图 4.7 速度的数字反馈控制原理

3. 伺服控制机构分类

按动力源来分，目前使用的伺服控制机构有电气伺服和电—液（气）伺服等类型。在电—液伺服控制机构中（见图 4.8），目标值 P_1 增加时，则它与位置反馈信号 P_0 的偏差 E 为正，电—液伺服阀的滑阀离开中位右移，液压源的高压油流入油缸的左侧。同时，油缸右侧的油经伺服阀返回油箱，油缸活塞杆向右移动，推动负载右移，用位置传感器（如电位器）检测活塞杆的位置，传感器的输出为 P_0 ，当 P_0 与目标值 P_1 的偏差 E 为零时，伺服滑阀返回中位，活塞杆停止定位。

电气伺服机构也是以同样的方法进行位置控制的，如图 4.9 所示。目标值 P_1 增加，偏差信号 E 为正时，直流伺服电机的伺服放大器产生驱动电流 I ，电动机转动，经减速器减速带动负载转动。负载轴（或电动机轴）上装有角度传感器（如编码器），产生检测信号 P_0 ，与

目标值 P_1 进行比较, 负载轴 (或电动机轴) 一直回转到偏差值 E 为零时停止。

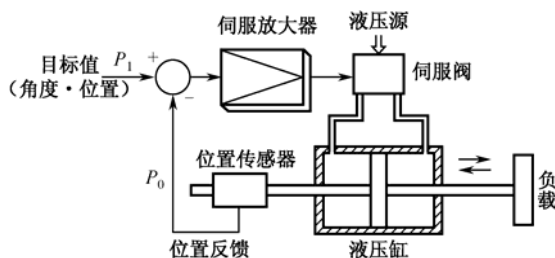


图 4.8 电—液伺服系统

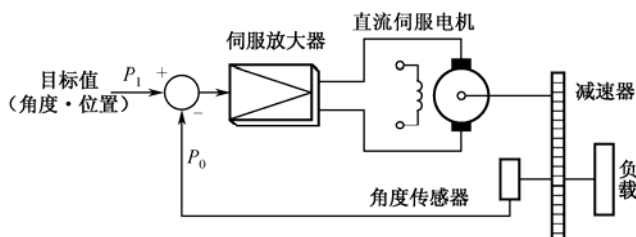


图 4.9 电气伺服系统

除上述根据动力源对伺服控制机构进行分类外, 还可根据位置、速度及控制信号的处理方法进行分类。对电气伺服机构来说, 可分为以下几种:

(1) 模拟伺服控制如图 4.10 所示, 偏差的运算及电动机的位置、速度信号等全部使用模拟信号控制就是模拟伺服控制。用模拟运算回路进行偏差的运算, 用电位器进行位置检测, 用测速发电机进行速度检测。这种伺服方式是最早被采用的, 也是最基本的伺服方式。

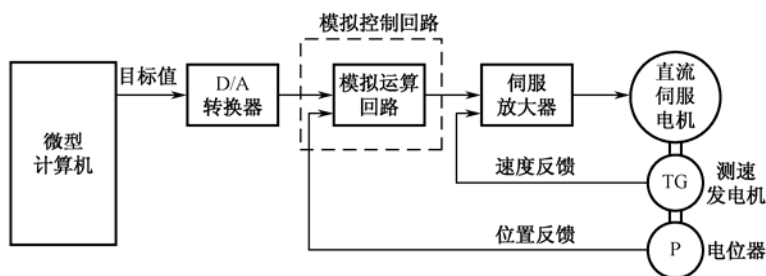


图 4.10 模拟伺服系统

(2) 数字伺服控制。如图 4.11 所示, 直流伺服电机的转角与速度全部用脉冲编码器检测, 目标值与位置信号的偏差用计数器进行运算。这种使用数字控制回路进行偏差运算及位置与速度检测运算的方式就是数字直流伺服控制。控制位置时, 首先由偏差计数器对指令脉冲计数, 并通过 D/A 转换器将这个数字信号值转换成模拟信号输入到伺服放大器, 伺服放大器的输出驱动直流伺服电机转动。通过脉冲编码器将电动机的回转角度转换成脉冲信号, 反馈到偏差计数器, 当反馈信号与指令信号的偏差为零时, 电动机停止回转。又由于电动机的回转速度与脉冲编码器的频率成比例, 所以用 F/U (频率/电压) 转换器将这个脉冲频率转换成直流电压就可以得到速度信号。

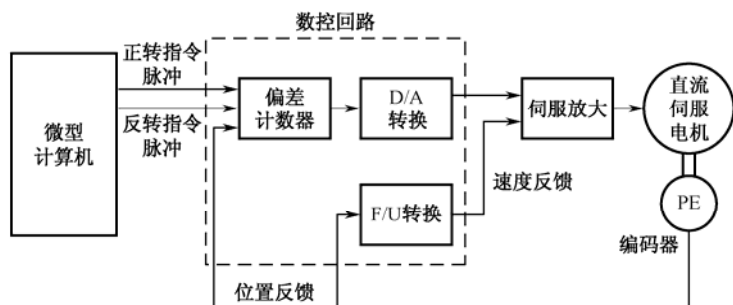


图 4.11 数字伺服系统

(3) 软件伺服控制。如图 4.12 所示，位置与速度反馈环的运算处理全部由微型计算机实时地用软件进行处理的伺服控制可以称为软件伺服。将脉冲编码器与测速发电机检测到的电动机转角与速度信号读入微型计算机，并用预先编好的计算机程序对上述信号（按采样周期）进行实时运算处理，然后由计算机发出驱动电动机的信号。从确保伺服系统的稳定性来看，也可以将速度信号的一部分直接反馈给伺服放大器。这种方法不但硬件结构简单，而且可以用软件灵活地对伺服系统做各种补偿，这是它的最大特点。但是，因为微型计算机的运算程序直接插入到伺服系统中，采样周期一长，对伺服系统的特性就有影响，不但使控制性能变差，还使伺服系统变得不稳定。为此，就要求微型计算机对数据要具有高速运算和高速处理的能力。

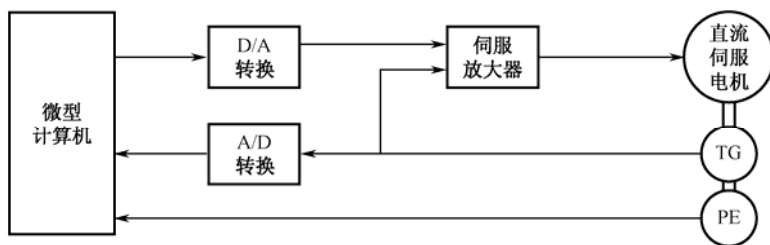


图 4.12 软件伺服系统

4.2 控制系统的数学模型

研究与分析一个控制系统，不仅要定性地了解系统的工作原理及其特性，而且要定量地描述系统的动态性能，揭示系统的结构、参数与动态性能的关系，这就需要建立系统的数学模型。系统的数学模型即系统动态性能的数学表达式，是机电一体化系统设计控制算法的理论依据。常用的控制系统数学模型有微分方程、传递函数、频率特性、差分方程和状态方程等。其中最基本的数学模型是微分方程，传递函数及频率特性均可由微分方程得到。本节主要介绍微分方程。

工程上的控制系统多为物理系统，列写物理系统微分方程的基础是物理定律，例如，牛顿定律、达朗贝尔原理、基尔霍夫定律等。

以下结合实例说明列写物理系统微分方程的基本方法和步骤。

4.2.1 机械系统

从运动学的观点来看,机械系统可分为两大类,即平移系统和旋转系统。它们之间的区别是前者输入量为力,输出量为位移或速度;而后的输入量为转矩,输出量为转角或角速度。

1. 机械平移系统

现分析一个组合机床动力滑台在铣平面时的运动情况。在随时间变化的切削力 $f(t)$ 的作用下,滑台往复运动,位移为 $y(t)$ 。为了分析这一系统,将其简化成图 4.13 所示的质量—阻尼—弹簧系统。图中, m 、 c 和 k 分别表示滑台系统的当量质量、黏性阻尼系数和弹簧刚度。

在这个机械平移系统中,输入量为切削力 $f(t)$,输出量为位移 $y(t)$ 。

根据牛顿第二定律写出这个机械平移系统的微分方程

$$f(t) - c \frac{dy(t)}{dt} - ky(t) = m \frac{d^2 y(t)}{dt^2}$$

写成标准形式

$$m \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + c \frac{dy(t)}{dt} + ky(t) = f(t)$$

在实际应用时,根据具体工作情况、结构特点、负荷种类,可对上述微分方程进行简化,忽略一些次要因素。如系统的刚性很大、阻尼很小时,则可不考虑弹性变形与阻尼的影响,只考虑质量 m ,则微分方程为

$$m \frac{d^2 y(t)}{dt^2} = f(t)$$

例如,重型机床工作台的移动,工作台刚性大,弹性变形小,采用静压导轨使阻尼很小,且工作在低速情况下,则可只考虑工作台的惯性力影响。

2. 机械旋转系统

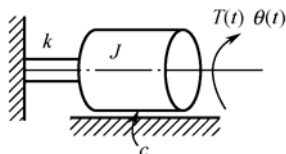


图 4.14 机械旋转系统

一般定轴旋转的机械系统都可以简化为图 4.14 所示的由转动惯量为 J 的转子、扭转刚度为 k 的弹性轴和黏性阻尼系数为 c 的阻尼器组成的机械旋转系统。

若此机械旋转运动系统的输入量为转矩 T ,输出量为由其引起的偏离平衡位置的角位移 θ ,根据牛顿第二定律可列出其微分方程

$$J \frac{d^2 \theta(t)}{dt^2} + c \frac{d\theta(t)}{dt} + k\theta(t) = T(t)$$

机械旋转系统与平移系统一样,也可以进行简化。

3. 机械传动系统

在机电一体化装置中,广泛采用机械传动系统。为了分析机械传动系统的动态特性,就

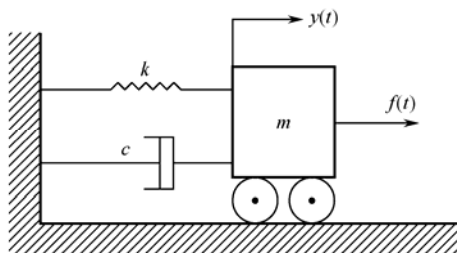


图 4.13 由组合机床动力滑台简化的质量—阻尼—弹簧系统

要建立它的微分方程。建立机械传动系统微分方程的简便方法是,把传动系统各部分的质量、转动惯量、阻尼系数和弹簧刚度归算到一根轴上,从而简化成一个机械旋转系统模型,根据牛顿第二定律就可列出其微分方程。

下面以图 4.15 所示机械传动系统为例,说明列写微分方程的过程。

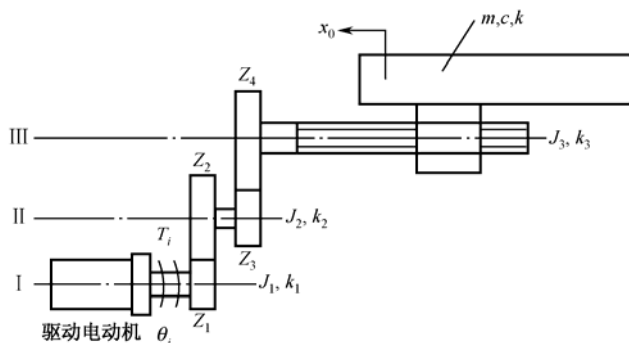


图 4.15 工作台传动系统示意图

从输入轴到工作台经过 3 根轴,而每个轴均具有不同的转动惯量和扭转刚度。图中, J_1 、 J_2 、 J_3 和 k_1 、 k_2 、 k_3 分别为 I、II、III 轴的转动惯量和扭转刚度; m 为工作台质量; k 为丝杠螺母副及螺母底座部分的轴向刚度; c 为工作台导轨黏性阻尼系数; T_i 为输入转矩; θ_i 为输入转角; x_0 为工作台位移。

为了建立微分方程,将各转动惯量、质量和阻尼系数归算到 I 轴。根据机械原理有关知识,做如下归算:

(1) 各轴转动惯量及工作台质量的归算

$$\text{II 轴上的转动惯量 } J_2 \text{ 归算到 I 轴上时为 } J_2^1, \quad J_2^1 = J_2 \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2$$

$$\text{III 轴上的转动惯量 } J_3 \text{ 归算到 I 轴上时为 } J_3^1, \quad J_3^1 = J_3 \left(\frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} \right)^2$$

工作台质量 m 归算到 III 轴上的转动惯量 J_m , 设丝杠的导程为 l , 则有

$$J_m = m \left(\frac{l}{2\pi} \right)^2$$

工作台质量 m 归算到 I 轴上的转动惯量 J_m^1

$$J_m^1 = m \left(\frac{l}{2\pi} \right)^2 \left(\frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} \right)^2$$

(2) 传动刚度的归算

传动系统的传动刚度可由扭转刚度和轴向刚度两个部分组成,下面分别进行归算:

扭转刚度的归算: II 轴的扭转刚度 k_2 归算到 I 轴为 k_2^1

$$k_2^1 = k_2 \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2$$

轴向刚度的归算: 工作台的轴向刚度 k 归算到 III 轴为 k'

$$k' = k \left(\frac{l}{2\pi} \right)^2$$

III轴上总的等效扭转刚度为 k_{III}

$$k_{\text{III}} = \frac{1}{\frac{1}{k_3} + \frac{1}{k'}} = \frac{1}{\frac{1}{k_3} + \frac{1}{k \left(\frac{l}{2\pi} \right)^2}}$$

III轴上等效扭转刚度 k_{III} 归算到 I 轴为 k_3^1

$$k_3^1 = \frac{1}{\frac{1}{k_3} + \frac{1}{k'}} \left(\frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} \right)^2 = \frac{1}{\frac{1}{k_3} + \frac{1}{k \left(\frac{l}{2\pi} \right)^2}} \left(\frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} \right)^2$$

传动系统的传动刚度归算到 I 轴后, I 轴总的等效刚度为 k^*

$$k^* = \frac{1}{\frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2} + \frac{1}{k_3^1}} = \frac{1}{\frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2 \left(\frac{Z_1}{Z_2} \right)^2} + \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{k_3} + \frac{1}{k \left(\frac{l}{2\pi} \right)^2}} \left(\frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} \right)^2}}$$

(3) 黏性阻尼系数的归算

这里只考虑工作台导轨阻尼系数 c 的归算。

工作台导轨阻尼系数 c 归算到 III 轴, 等效阻尼系数为

$$c' = c \left(\frac{l}{2\pi} \right)^2$$

再归算到 I 轴, 等效阻尼系数为

$$c^* = c \left(\frac{l}{2\pi} \right)^2 \left(\frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} \right)^2$$

下面推导此传动系统的微分方程。

系统以电动机轴转角 θ_i 为输入量, 工作台位移 x_0 为输出量。 x_0 归算到 I 轴为 θ_0

$$\theta_0 = \left(\frac{l}{2\pi} \right) \left(\frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} \right) x_0 \quad (4.1)$$

经过上面的归算, 图 4.15 所示的机械传动系统可简化为图 4.16 所示的等效机械旋转系统。

由牛顿第二定律可列出这个等效机械旋转系统的微分方程为

$$k^* (\theta_i - \theta_0) - c^* \frac{d\theta_0}{dt} = J \frac{d^2\theta_0}{dt^2}$$

标准形式为

$$J \frac{d^2\theta_0}{dt^2} + c^* \frac{d\theta_0}{dt} + k^* \theta_0 = k^* \theta_i \quad (4.2)$$

将式 (4.1) 代入式 (4.2) 得

$$J \left(\frac{l}{2\pi} \right) \left(\frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} \right) \frac{d^2 x_0}{dt^2} + c^* \left(\frac{l}{2\pi} \right) \left(\frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} \right) \frac{dx_0}{dt} + k^* \left(\frac{l}{2\pi} \right) \left(\frac{Z_1}{Z_2} \cdot \frac{Z_3}{Z_4} \right) x_0 = k^* \theta_i$$

上式即为图 4.15 所示的机械传动系统以电动机轴转角 θ_i 为输入量, 以工作台位移 x_0 为输出量时的微分方程。

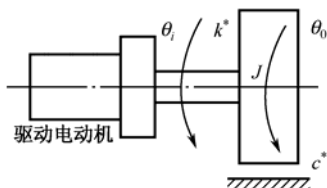


图 4.16 等效的机械旋转系统

4.2.2 电气系统

根据电气元件的特性及电磁回路的基本定律, 可以列写描述电气系统的微分方程。

1. 具有电感—电容—电阻的无源四端网络

如图 4.17 所示 LRC 电路, 输入量为电压 $u_i(t)$, 输出量为电压 $u_0(t)$, 回路中电流为 $i(t)$ 。由基尔霍夫定律可知

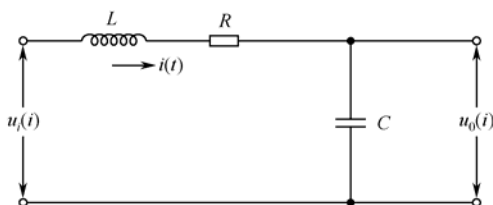


图 4.17 LRC 电路

$$LC \frac{d^2 u_0(t)}{dt^2} + RC \frac{du_0(t)}{dt} + u_0(t) = u_i(t)$$

2. 他激式直流电动机

他激式直流电动机在控制系统中是常用的执行机构。图 4.18 为他激式直流电动机的原理图。它既有电磁运动, 又有机械运动。下面以电枢外加电压 $u_i(t)$ 为输入量, 以电动机轴的角速度 ω (或每分转数 n) 为输出量来列写微分方程。

电枢回路微分方程式为

$$L \frac{di}{dt} + Ri + K_e \omega = u_i \quad (4.3)$$

式中, K_e ——电动机的反电势常数;

ω ——电动机轴的角速度;

L ——电枢绕组电感;

R ——电枢电阻;

i ——电枢电流。

上述微分方程式说明输入电压 $u_i(t)$, 与电枢电感压降 $L \frac{di}{dt}$ 、电枢电阻压降 Ri 及电枢反电动势 $e_b = K_e \omega$ 相平衡。

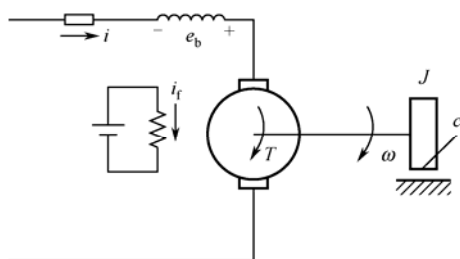


图 4.18 他激式直流电动机

电动机轴上机械运动方程式为

$$J \frac{d\omega}{dt} = T - T_L$$

式中, T ——电动机轴上的电磁力矩;

T_L ——电动机轴上的负载力矩;

J ——电动机轴上的转动惯量(包括负载折算过来的转动惯量)。

若忽略 T_L , 电动机轴上机械运动方程式为

$$J \frac{d\omega}{dt} = T \quad (4.4)$$

上式说明电动机轴上产生的电磁力矩与电动机轴上的转动惯性力矩相平衡。当激磁磁通不变时, 电磁力矩与电枢电流成正比, 即

$$T = K_M i \quad (4.5)$$

式中, K_M 为电动机的转矩常数。

将式(4.3)、式(4.4)、式(4.5)三式联立, 消去中间变量 i 及 T , 即可得到直流电动机的微分方程式

$$\frac{JL}{K_e K_M} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{JR}{K_e K_M} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{u_i}{K_e} \quad (4.6)$$

若另 $T_M = \frac{JR}{K_e K_M}$, $T_a = \frac{L}{R}$, 则式(4.6)可简化为

$$T_a T_M \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{u_i}{K_e} \quad (4.7)$$

式中, T_a ——电枢回路的电磁时间常数;

T_M ——机电时间常数。

式(4.7)描述了直流电动机输入量为控制电压 u_i 、输出量为电动机轴角速度 ω 时的动态特性。

微分方程(4.7)是在激磁磁通不变, 忽略负载力矩扰动等因素的情况下建立的数学模型。

在随动系统中, 常以电动机轴的转角 θ 作为输出量。如果列出以 θ 为输出量的微分方程, 可得一个三阶微分方程。可以看到, 虽然同是一个直流电动机, 但在不同应用场合所取的输出量不同, 其数学模型将具有不同的形式。

4.2.3 液压系统

在机械控制系统中, 液压控制机构广为应用。下面介绍阀控液压缸的微分方程式。图 4.19

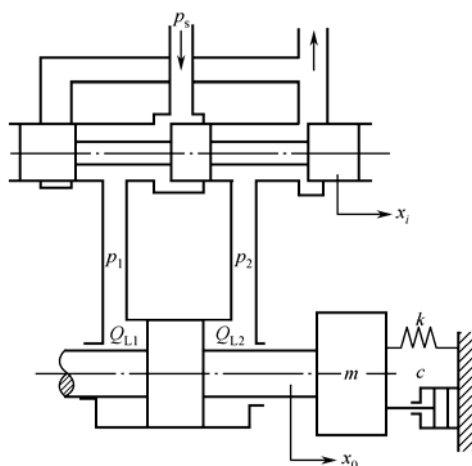


图 4.19 阀控液压缸

所示为阀控液压缸的工作原理图, 滑阀阀芯位移 x_i 为输入量, 液压缸活塞位移 x_0 为输出量。

在建立微分方程时可根据阀控液压缸的工作情况, 将阀控液压缸分为两个环节。滑阀作为一个环节, 阀芯位移 x_i 为输入量, 负载流量 Q_L 为输出量。

液压工作缸为一个环节, 输入量为负载流量 Q_L , 输出量为活塞位移 x_0 。对整个系统来说, 则输入量为滑阀位移 x_i , 输出量为工作活塞位移 x_0 。

滑阀的输出流量 Q_L 不仅与阀芯输入量位移 x_i 有关, 而且和负载压差 $p_L = p_1 - p_2$ 有关, 它们之间的关系是一个非线性关系, 函数表达式为

$$Q_L = f(x_i, p_L)$$

经过简化可以建立它们之间的线性关系式

$$Q_L = K_q x_i - K_c p_L \quad (4.8)$$

式中, K_q 为滑阀流量增益; K_c 为滑阀流量压力系数。

当考虑到泄漏及油压的压缩性时, 液压缸的连续流动方程为

$$Q_L = A \frac{dx_0}{dt} + C_{tc} p_L + \frac{V_t}{4\beta_e} \frac{dp_L}{dt} \quad (4.9)$$

式中, A 为液压缸工作面积; x_0 为液压缸活塞位移; C_{tc} 为液压缸总泄漏系数; V_t 为从滑阀出口到液压缸活塞两腔的总容积; β_e 为油液有效体积弹性模数。

液压缸活塞及负载的力平衡方程式为

$$p_L = \frac{1}{A} \left(m \frac{d^2 x_0}{dt^2} + c \frac{dx_0}{dt} + k x_0 \right) + \frac{f}{A} \quad (4.10)$$

式中, m 为负载质量; c 为负载阻尼系数; k 为负载弹性刚度; f 为外负载力。

将式 (4.8)、式 (4.9)、式 (4.10) 三式联立, 消去中间变量 Q_L , 则可得到阀控液压缸输入量 x_i 与输出量 x_0 之间的微分关系式

$$\begin{aligned} & \frac{m V_t}{4\beta_e} \frac{d^3 x_0}{dt^3} + \left[m (C_{tc} + K_c) + \frac{V_t c}{4\beta_e} \right] \frac{d^2 x_0}{dt^2} + \left[A^2 + \frac{V_t k}{4\beta_e} + (C_{tc} + K_c) c \right] \frac{dx_0}{dt} + k (K_c + C_{tc}) x_0 \\ & = A K_q x_i - \left[(K_c + C_{tc}) f + \frac{V_t}{4\beta_e} \frac{df}{dt} \right] \end{aligned} \quad (4.11)$$

式 (4.11) 为在输入控制信号 x_i 与扰动力 f 同时作用时的数学关系式, 上式是在全面考虑了负载质量、阻尼、刚度及液压缸的弹性、泄漏时导出的阀控液压缸方程式。但在实际应用时, 可以忽略一些次要因素, 对上式进行工程简化。如果不考虑外力 f 的作用, 而只考虑负载质量 m 、油液弹性 β_e , 忽略负载阻尼 c 、负载弹性刚度 k 和液压缸的泄漏 C_{tc} , 则可得

到工程中经常应用的阀控液压缸动力方程

$$\frac{mV_t}{4\beta_e A^2} \frac{d^3 x_0}{dt^3} + \frac{mK_e}{A^2} \frac{d^2 x_0}{dt^2} + \frac{dx_0}{dt} = \frac{K_q}{A} x_i \quad (4.12)$$

式(4.12)是一个三阶常系数线性微分方程。

4.2.4 微分方程列写

尽管不同控制系统的物理结构不同,输入量、输出量及中间变量可以是不同的物理量,但它们却有如下的共同之处:

- (1) 常参数线性元件和线性控制系统均可用常系数线性微分方程描述。
- (2) 微分方程取决于系统的结构和元件的参数,它描述系统的固有特性。
- (3) 微分方程的系数由系统结构和组成系统的元件参数决定,因而均为实数。
- (4) 对同一个系统或元件,如选取不同的物理量为输入量和输出量,则微分方程的形式不同。

建立元件及系统的数学模型是分析系统的首要问题,通过前述列写微分方程的实例,可以归纳出列写微分方程的一般步骤如下:

- (1) 分析系统工作原理和系统中各变量间的关系,确定系统的输出量和输入量。首先将系统划分为若干环节(注意单向性),并确定每一环节的输入信号和输出信号,一般两个相连接的环节,前一环节的输出信号,即为后一环节的输入信号。
- (2) 从系统的输入端开始,根据物理定律,依次列写各变量间或各环节的数学方程,并做必要的简化,如进行线性化处理或忽略一些次要因素等。
- (3) 由各数学方程式消去中间变量,最后得到只包含输入量、输出量和系统元件参数的微分方程式。

4.3 典型数字控制器的设计

任何一个系统,一旦建立起数学模型,就可以对其性能进行全面分析和计算。任何一个高阶系统都可以视为若干一阶系统和二阶系统的串联。若系统不能全面地满足所要求的性能指标,则可考虑对原已选定的系统增加些必要的元件或环节以改善系统性能,使系统能够全面地满足所要求的性能指标,即对系统进行综合或校正,如串联校正与并联校正。完成以上分析之后便可以进行控制器设计。控制器是控制系统中实现控制功能的核心,它根据系统的控制要求,按照一定规律或规则对系统实施控制。

因此,计算机控制系统设计通常是指在反馈控制系统结构和对象特性确定的情况下,按照给定的系统性能指标,设计出数字控制器的控制规律和相应的数字控制算法,使控制系统满足性能指标的要求。

由于计算机具有强大的计算功能、逻辑判断功能及存储信息量大等特点,因此计算机可以实现模拟控制难以实现的许多复杂的先进控制策略。计算机控制系统的设计方法也是多种多样的。按照各种设计方法所采用的理论和系统模型的形式,可以大致分为:模拟化设计法(也称连续域—离散化设计法)、离散域直接设计法(也称 z 域设计方法或直接设计法)、复杂控制规律设计法、状态空间设计法。

本节主要介绍计算机控制系统数字控制器的一些常用设计方法。

4.3.1 数字控制器的模拟化设计

数字控制器的模拟化设计方法,是指在一定条件下把计算机控制系统近似地视为模拟系统,忽略控制回路中所有的采样开关和保持器,在 s 域中按连续系统进行初步设计,求出模拟控制器,然后通过某种近似,将模拟控制器离散化为数字控制器,并由计算机实现。由于工程技术人员对连续域设计有丰富经验,因此数字控制器的模拟化设计方法得到了广泛应用。

1. 数字控制器的模拟化设计步骤

如图 4.20 所示的计算机控制系统中, $G(s)$ 是被控制对象的传递函数, $H_0(s)$ 是零阶保持器, $D(z)$ 是数字控制器。现在的设计问题是:根据已知的系统性能指标和 $G(s)$ 来设计数字控制器 $D(z)$ 。

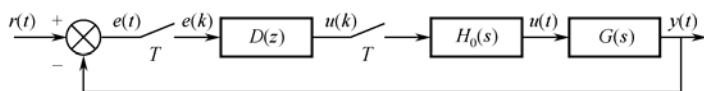


图 4.20 典型的计算机控制系统

(1) 设计假想的连续控制器 $D(s)$

设计控制器 $D(s)$, 一种方法是事先确定控制器的结构, 如后面将要重点介绍的 PID 算法等, 然后通过控制器参数的整定完成设计; 另一种设计方法是用连续控制系统设计方法设计, 如用频率特性法、根轨迹法等设计 $D(s)$ 的结构和参数。

(2) 选择采样周期 (T)

无论采用哪种设计方法, 设计时都需要知道广义被控对象, 如图 4.20 所示, 广义被控对象包含零阶保持器, 其传递函数为 $H_0(s)G(s)$ 。香农采样定理给出了从采样信号恢复连续信号的最低采样频率。在计算机控制系统中, 零阶保持器完成信号恢复功能。零阶保持器的传递函数为

$$H_0(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}$$

其频率特性为

$$H_0(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} = T \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \angle -\frac{\omega T}{2} \quad (4.13)$$

从式 (4.13) 可以看出。零阶保持器将对控制信号产生附加相移 (滞后)。对于小的采样周期, 可把零阶保持器近似为

$$H_0(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s} \approx \frac{1 - 1 + sT - \frac{(sT)^2}{2} + \dots}{s} = T \left(1 - s \frac{T}{2} + \dots \right) \approx T e^{-s \frac{T}{2}} \quad (4.14)$$

式 (4.14) 表明, 零阶保持器可用半个采样周期的时间滞后环节来近似。假定相位裕量可减少 $5^\circ \sim 15^\circ$, 则采样周期应选为

$$T \approx (0.15 \sim 0.5) \frac{1}{\omega_c} \quad (4.15)$$

式中, ω_c 为连续控制系统的剪切频率。按式 (4.15) 的经验法选择的采样周期相当短。因此, 采用连续化设计方法, 用数字控制器去近似模拟控制器, 要有相当短的采样周期。

(3) 将 $D(s)$ 离散化为 $D(z)$

将 $D(s)$ 离散化为 $D(z)$ 的方法有很多, 如双线性变换法、差分法、冲击响应不变法、零阶保持法和零极点匹配法等。

(4) 设计由计算机实现的控制方法

将 $D(z)$ 表示成差分方程的形式, 编制程序, 由计算机实现数字调节规律。

(5) 校验

设计好的数字控制器能否达到系统设计指标, 必须进行检验。可以采用数学分析方法, 在 z 域内分析、检验系统性能指标; 也可采用仿真技术, 即利用计算机来检验系统的指标是否满足设计要求。如不满足, 就要重新设计。

2. 数字 PID 控制器

按反馈控制系统的偏差比例 (Proportional)、积分 (Integral) 和微分 (Differential) 规律进行控制的调节器, 简称为 PID 调节器。它是连续系统中技术最成熟、使用最广泛的一种调节器, 这是由于该调节器具有结构简单、参数整定方便、易于工业实现、适用面广等优点。随着计算机技术迅猛发展, 由计算机实现的数字 PID 控制器正在逐步取代模拟 PID 控制器。下面从最基本的模拟 PID 控制原理出发, 讨论数字 PID 控制计算机实现方法。

在模拟系统中, PID 算法的表达式为

$$P(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (4.16)$$

式中, $P(t)$ 为调节器输出信号; $e(t)$ 为调节器的偏差信号, 它等于测量值与给定值之差; K_p 为调节器的比例系数; T_i 为调节器的积分时间; T_d 为调节器的微分时间。

由于计算机控制是一种采样控制, 它只能根据采样时刻的偏差值来计算控制量。因此, 在计算机控制系统中, 必须首先对式 (4.16) 进行离散化处理, 用数字形式的差分方程代替连续系统的微分方程。

(1) 数字 PID 位置型控制算法

为了用数字形式的差分方程代替连续系统的微分方程, 便于计算机实现, 为此将积分式和微分项近似用求和及增量式表示, 则可得到离散的 PID 表达式, 即

$$P(k) = K_p \left\{ e(k) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=0}^k e(j) + \frac{T_d}{T} [e(k) - e(k-1)] \right\} \quad (4.17)$$

由于式 (4.17) 的输出值与阀门开度的位置一一对应, 因此, 通常把式 (4.17) 称为位置型 PID 算式。

由式 (4.17) 可以看出, 要先计算 $P(k)$, 不仅需要本次与上次的偏差信号 $e(k)$ 和 $e(k-1)$, 而且还要在积分项中把历次的偏差信号 $e(j)$ 进行相加, 即 $\sum_{j=0}^k e(j)$ 。这样, 不仅计算烦琐, 而且为保存 $e(j)$ 还要占用很多内存。因此, 用式 (4.17) 直接进行控制很不方便。为此, 做如下改动。

根据递推原理, 可写出 $k-1$ 次的 PID 输出表达式, 即

$$P(k-1) = K_P \left\{ e(k-1) + \frac{T}{T_I} \sum_{j=0}^{k-1} e(j) + \frac{T_D}{T} [e(k-1) - e(k-2)] \right\} \quad (4.18)$$

用式(4.17)减去式(4.18)可得

$$P(k) = P(k-1) + K_P [e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \quad (4.19)$$

式中, $K_I = K_P \frac{T}{T_I}$ 为积分系数; $K_D = K_P \frac{T_D}{T}$ 为微分系数。

由式(4.19)可知,要计算第 k 次输出值 $P(k)$,只需知道 $P(k-1)$ 、 $e(k)$ 、 $e(k-1)$ 、 $e(k-2)$ 即可,比用式(4.18)计算要简单得多。

(2) 数字 PID 增量型控制算法

在很多控制系统中,由于执行机构是采用步进电机或多圈电位器进行控制的,所以,只要给一个增量信号即可。因此,由式(4.17)和式(4.18)相减得到

$$\Delta P(k) = P(k) - P(k-1) = K_P [e(k) - e(k-1)] + K_I e(k) + K_D [e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)] \quad (4.20)$$

式(4.20)表示第 k 次输出增量 $\Delta P(k)$,等于第 k 次与第 $k-1$ 次调节器输出差值,即在第 $k-1$ 次的基础上增加(或减少)的量,所以式(4.20)称为增量型 PID 控制算式。

(3) 数字 PID 控制算法实现方法比较

用计算机实现位置型和增量型控制算法的原理方框图,如图 4.21 所示。

增量型算法与位置型算法相比,具有如下优点。

① 由于计算机输出增量,所以误动作影响小,必要时可用逻辑判断的方法去掉。

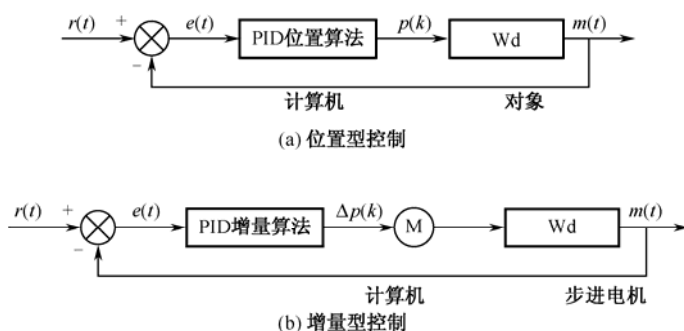


图 4.21 数字 PID 控制系统

②在位置型控制算法中,由手动到自动切换时,必须首先使计算机的输出值等于阀门的原始开度,即 $P(k-1)$,才能保证手动/自动无扰动切换,这将给程序设计带来困难;而增量设计只与本次的偏差值有关,与阀门原来的位置无关,因而增量算法易于实现手动/自动无扰动切换。

③不产生积分失控,所以容易获得较好的调节品质。

增量控制因其特有的优点已得到了广泛的应用。但是,这种控制也有以下不足之处。

① 积分截断效应大,有静态误差。

② 溢出的影响大。因此,应该根据被控对象的具体情况加以选择。一般认为,在以晶闸管或伺服电机作为执行器件,或对控制精度要求高的系统中,应当采用位置型算法;而在以步进电机或多圈电位器做执行器件的系统中,则应采用增量型算法。实现增量型控制算法的程序框图如图 4.22 所示。

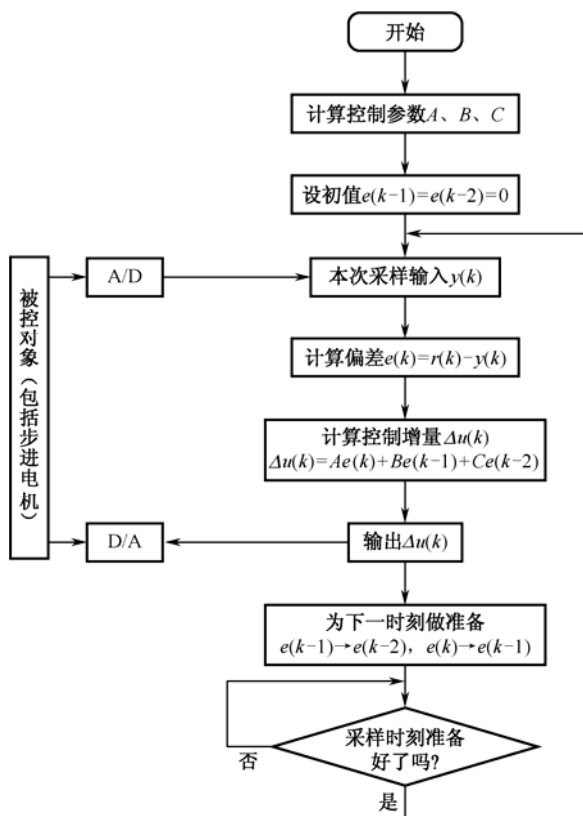


图 4.22 增量型 PID 控制算法程序框图

3. 数字 PID 控制器的改进

在计算机控制系统中, PID 控制规律是用计算机程序实现的, 它的灵活性很大。因此通过改进算法可以解决一些原来在模拟 PID 控制器中无法实现的问题。

下面介绍几种常用的数字 PID 算法的改进措施。

(1) 积分分离数字 PID 控制算法

系统引入积分控制的目的是提高控制精度。但在过程的启动或大幅度增减给定值的短时间内, 系统输出会产生很大偏差, 造成 PID 的积分累积, 积分项的数值很大, 这样会导致系统较大超调, 甚至引起系统的振荡。为了避免出现这种情况, 引入了逻辑判断功能, 使积分项在大偏差时不起作用, 而在小偏差时起作用。这样既保持了积分作用, 又减小了超调量, 改进了系统的控制性能。

积分分离 PID 控制算法可以表示为

$$u(k) = K_p e(k) + K_L K_I \sum_{j=0}^k e(j) + K_D [e(k) - e(k-1)] \quad (4.21)$$

式中, K_L 为逻辑系数。

$$K_L = \begin{cases} 1 & |e(j)| \leq E_0 \\ 0 & |e(j)| > E_0 \end{cases}$$

式中, E_0 为预先设置的阈值。

可见,当偏差绝对值大于 E_0 时,积分不起作用;当偏差较小时,才引入积分作用,使调节性能得到改善。

(2) 带死区的数字 PID 控制算法

在计算机控制系统中,有时不希望控制系统频繁动作,如中间容器的液面控制及减少执行机构的机械磨损等,这时可采用带死区的 PID 控制算法。所谓的带死区的 PID,是在计算机中人为地设置一个不灵敏区(也称死区) e_0 ,当偏差的绝对值小于 e_0 时,其控制输出维持上次的输出;当偏差的绝对值不小于 e_0 时,则进行正常的 PID 控制输出。死区 e_0 是一个可调的参数,其具体数值根据时间对象由实验确定。若 e_0 值太小,使控制动作过于频繁,达不到稳定被控对象的目的;若 e_0 值太大,则系统将产生很大的滞后。该系统实际上是一个非线性控制系统,但在概念上与典型不灵敏区非线性控制系统不同。

(3) 不完全微分数字 PID 控制算法

微分控制反映的是误差信号的变化率,是一种“预见”的控制,因而它与比例或比例积分组合起来控制能改善系统的动态特性。但微分控制有放大噪声信号的缺点,因此对具有高频干扰的生产过程,微分作用过于敏感,控制系统很容易产生振荡,反而导致了系统控制性能降低。例如当被控量突然变化时,偏差的变化率很大,因而微分输出很大,由于计算机对每个控制回路输出时间是短暂的,执行机构因惯性或动作范围的限制,其动作位置未达到控制量的要求值,因而限制了微分正常的校正作用,使输出产生失真,即所谓的微分失控(饱和)。这种情况的实质是丢失了控制信息,其后果是降低了控制品质。为了克服这一缺点,采用不完全微分 PID 控制器可以抑制高频干扰,如在控制算法中加上低通滤波器(一阶惯性环节),系统控制性能则明显改善。

以上介绍了几种自动控制系统中常用的数字 PID 控制算法的改进方法。需要指出的是,限于篇幅,还有很多改进的数字 PID 控制算法没有介绍,如微分先行 PID 控制算法、遇限削弱积分 PID 算法、带滤波的 PID 算法、变速积分 PID 控制算法及基于前馈补偿的 PID 算法等。在实际应用中可根据不同的场合灵活地选用这些改进的数字 PID 控制算法。

4.3.2 数字控制器的离散化设计

前面介绍了计算机控制系统的模拟化设计方法。这种方法是连续控制系统设计为基础,然后离散化控制器,变为能在数字计算机上实现的算法,进而构成计算机控制系统。这种设计方法的缺点是,系统的动态性能与采样频率的选择关系很大,若采样频率选得太低,则离散后失真较大,整个系统的性能显著降低,甚至不能达到要求。在这种情况下应采用离散化设计方法。

离散化设计法是在 z 平面上设计的方法,对象可以用离散模型表示。或者用离散化模型的连续对象,以采样理论为基础,以 z 变换为工具,在 z 域中直接设计出数字控制器 $D(z)$ 。这种设计法也称直接设计法或 z 域设计法。

由于直接设计法无须离散化,也就避免了离散化误差。又因为它是在采样频率给定的前提下设计的,可以保证系统性能在此采样频率下达到品质要求,所以采样频率不必选得太高。因此,离散化设计法比模拟设计法更具有一般意义。

1. 数字控制器的离散化设计步骤

在图 4.23 中, $D(z)$ 为数字控制器, $G_c(z)$ 为系统的闭环脉冲传递函数, $HG(z)$ 为广义对

象的脉冲传递函数, $H_0(s)$ 为零阶保持器传递函数, $G(s)$ 为被控对象传递函数, $Y(z)$ 为系统输出信号的 z 变换, $R(z)$ 为系统输入信号的 z 变换。

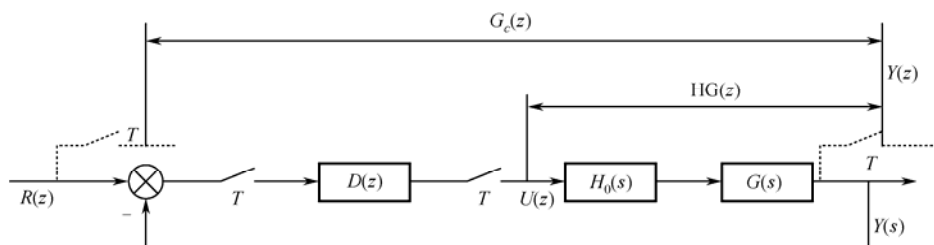


图 4.23 数字控制系统原理框图

广义对象的脉冲传递函数为

$$HG(z) = L[H_0(s)G(s)] = L\left[\frac{1-e^{-Ts}}{s}G(s)\right] \quad (4.22)$$

可得到对应图 4.23 的闭环脉冲传递函数

$$G_c(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{D(z)HG(z)}{1 + D(z)HG(z)} \quad (4.23)$$

误差脉冲传递函数

$$G_e(z) = \frac{E(z)}{R(z)} = 1 - G_c(z) \quad (4.24)$$

$$D(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{G_c(z)}{HG(z)[1 - G_c(z)]} = \frac{G_c(z)}{HG(z)G_e(z)} \quad (4.25)$$

当 $G(s)$ 已知, 并根据控制系统性能指标要求构造出 $G_c(z)$, 则可由式 (4.23) 和式 (4.25) 求得 $D(z)$ 。由此可得出数字控制器的离散化设计步骤如下:

- (1) 由 $H_0(s)$ 和 $G(s)$ 求取广义对象的脉冲传递函数 $HG(z)$ 。
- (2) 根据控制系统的性能指标及实现的约束条件构造闭环脉冲传递函数 $G_c(z)$ 。
- (3) 根据式 (4.25) 确定数字控制器的脉冲传递函数 $D(z)$ 。
- (4) 由 $D(z)$ 确定控制算法并编制程序。

2. 最少拍控制器设计

在数字随动系统中, 通常要求系统输出能够尽快、准确地跟踪给定值变化, 最少拍控制就是适应这种要求的一种直接离散化设计法。

在数字控制系统中, 通常把一个采样周期称为一拍。所谓最少拍控制, 就是要求设计的数字调节器能使闭环系统在典型输入作用下, 经过最少拍数达到输出无静差。显然, 这种系统对闭环脉冲传递函数的性能要求是快速性和准确性。实质上最少拍控制是时间最优控制, 系统的性能指标是调节时间最短 (或尽可能地短)。

(1) 最少拍控制系统 $D(z)$ 的设计

设计最少拍控制系统的数字控制器 $D(z)$, 最重要的就是要研究如何根据性能指标要求, 构造一个理想的闭环脉冲传递函数。

由误差表达式

$$E(z) = G_e(z)R(z) = e_0 + e_1z^{-1} + e_2z^{-2} + \dots \quad (4.26)$$

可知,要实现无静差、最小拍, $E(z)$ 应在最短时间内趋于零,即 $E(z)$ 应为有限项式。因此,在输入 $R(z)$ 一定的情况下,必须对 $G_e(z)$ 提出要求。

典型输入的 z 变换具有如下形式。

① 单位阶跃输入。

$$R(t) = u(t), \quad R(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}}$$

② 单位速度输入。

$$R(t) = t, \quad R(z) = \frac{Tz^{-1}}{(1 - z^{-1})^2}$$

③ 单位加速度输入。

$$R(t) = \frac{1}{2}t^2, \quad R(z) = \frac{T^2 z^{-1}(1 + z^{-1})}{2(1 - z^{-1})^3}$$

由此可得出调节器输入共同的 z 变换形式

$$R(z) = \frac{A(z)}{(1 - z^{-1})^m} \quad (4.27)$$

其中 $A(z)$ 是不含有 $(1 - z^{-1})$ 因子的 z^{-1} 的多项式,根据 z 变换的终值定理,系统的稳态误差为

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})E(z) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})G_e(z)R(z) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})G_e(z) \frac{A(z)}{(1 - z^{-1})^m}$$

很明显,要使稳态误差为零, $G_e(z)$ 中必须含有 $(1 - z^{-1})$ 因子,且其幂次不能低于 m ,即

$$G_e(z) = (1 - z^{-1})^M F(z) \quad (4.28)$$

式中, $M \geq m$, $F(z)$ 是关于 z^{-1} 的有限多项式。为了实现最少拍,要求 $G_e(z)$ 中关于 z^{-1} 的幂次尽可能低。令 $M = m$, $F(z) = 1$, 则所得 $G_e(z)$ 既可满足准确性,又满足快速性要求,这样就有

$$G_e(z) = (1 - z^{-1})^m \quad (4.29)$$

$$G_c(z) = 1 - (1 - z^{-1})^m \quad (4.30)$$

(2) 典型输入下的最小拍控制系统分析

① 单位阶跃输入。

$$G_e(z) = (1 - z^{-1}), \quad G_c(z) = 1 - (1 - z^{-1}) = z^{-1}$$

$$E(z) = R(z)G_e(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}}(1 - z^{-1}) = 1 = 1 \cdot z^0 + 0 \cdot z^{-1} + 0 \cdot z^{-2} + \dots$$

$$Y(z) = R(z)G_c(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} z^{-1} = z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + \dots$$

$e(0) = 1$, $e(T) = e(2T) = \dots = 0$, 这说明开始一个采样点上有偏差,一个采样周期后,系统在采样点上不再有偏差,这时过渡过程为一拍。

② 单位速度输入。

$$G_e(z) = (1 - z^{-1})^2, \quad G_c(z) = 1 - (1 - z^{-1})^2 = 2z^{-1} - z^{-2}$$

$$E(z) = R(z)G_e(z) = \frac{Tz^{-1}}{1 - z^{-1}}(1 - 2z^{-1} + z^{-2}) = Tz^{-1}$$

$$Y(z) = R(z)G_c(z) = 2Tz^{-1} + 3Tz^{-2} + 4Tz^{-3} + \dots$$

$e(0)=1, e(T)=T, e(2T)=e(3T)=\cdots=0$, 这说明经过两拍后, 偏差采样值达到并保持为零, 过渡过程为两拍。

③ 单位加速度输入。

$$G_e(z) = (1-z^{-1})^3, \quad G_c(z) = 1 - (1-z^{-1})^3 = 3z^{-1} - 3z^{-2} + z^{-3}$$

$$E(z) = R(z)G_e(z) = (1-z^{-1})^3 \frac{T^2 z^{-1}(1+z^{-1})}{2(1-z^{-1})^3} = \frac{T^2 z^{-1}}{2} + \frac{T^2 z^{-2}}{2}$$

$e(0)=0, e(T)=e(2T)=\frac{T^2}{2}, e(3T)=e(4T)=\cdots=0$, 这说明经过三拍后, 输出序列不会再有偏差, 过渡过程为三拍。

(3) 最少拍控制器设计的限制条件

最少拍控制器的设计必须考虑如下几个问题:

① 稳定性。闭环控制系统必须是稳定的, 只有广义对象的脉冲传递函数 $HG(z)$ 是稳定的 (即在 z 平面单位圆上和圆外没有极点), 且不含有纯滞后环节时, 上述方法才能成立。如果 $HG(z)$ 不满足稳定条件, 则需对设计原则做相应的限制。

由式

$$G_c(z) = \frac{D(z)HG(z)}{1 + D(z)HG(z)} \quad (4.31)$$

可以看出, $D(z)$ 和 $HG(z)$ 总是成对出现的, 但却不允许它们的零点、极点相互对消。这是因为, 简单地利用 $D(z)$ 的零点去对消 $HG(z)$ 的不稳定极点, 虽然从理论上可以得到一个稳定的闭环系统, 但这种稳定是建立在零极点完全对消的基础上的。当系统的参数产生漂移, 或辨识的参数有误差时, 这种零极点对消不可能准确实现, 从而引起闭环系统不稳定。上述分析说明, 在单位圆上或圆外上 $D(z)$ 和 $HG(z)$ 不能对消零极点, 但并不意味含有这种现象的系统不能补偿成稳定的系统, 只是在选择 $G_c(z)$ 时必须加一个约束条件, 这个约束条件称为稳定条件。

② 准确性。控制系统对典型输入必须是无稳态误差。仅在采样点上无稳态误差称最少拍有波纹系统; 在采样点和采样点之间都无稳态误差的系统称最少拍无波纹系统。

③ 快速性。过渡过程应尽快结束, 即调整时间是有限的, 拍数是最少的。

④ 物理可实现性。设计出的 $D(z)$ 必须在物理上是可实现的。所谓 $D(z)$ 的物理可实现性, 是指当前时刻的输出只取决于当前时刻及过去时刻的输入, 而与未来的输入无关。从数学上讲, 应保证数字控制器 $D(z)$ 中不能含有 z 的正幂项 z^r 。这是因为 z^r 环节表示数字控制器应具有超前特性, 即在施加输入信号之前, r 个采样周期就应当有输出, 这样的环节是不可能实现的。所以应当保证 $D(z)$ 分母中 z^{-1} 的最低次幂不大于分子关于 z^{-1} 的最低次幂。

根据上面的分析, 设计最小拍系统时, 考虑到控制器的可实现性和系统的稳定性, 必须考虑以下几个条件:

① 为实现无静差调节, 选择 $G_c(z)$ 时, 必须针对不同的输入选择不同的形式, 通式为 $G_c(z) = (1-z^{-1})^m F(z)$ 。

② 为保证系统的稳定性, $G_c(z)$ 的零点应包含 $HG(z)$ 的所有不稳定极点。

③ 为保证控制器 $D(z)$ 物理上的可实现性, $HG(z)$ 的所有不稳定零点和滞后因子均应包含在闭环脉冲传递函数 $G_c(z)$ 中。

④ 为实现最小拍控制, $F(z)$ 应尽可能简单, $F(z)$ 的选择要满足恒等式

$$G_e(z) + G_c(z) = 1 \quad (4.32)$$

3. 最少拍无波纹控制器设计

有限拍无波纹设计的要求是: 在典型的输入作用下, 经过尽可能少的采样周期后, 系统达到稳定, 并且在采样点之间没有波纹。

(1) 波纹产生的原因

最少拍有波纹设计可以使得在有限拍后采样点上的偏差为零, 但数字调节器的输出并不一定达到稳定值, 而是上下波动的。这个波动的控制量作用在保持器的输入端, 保持器的输出也必然波动, 于是系统的输出也出现了波纹。

控制量波动的原因是, 由于其 z 变换 $U(z)$ 含有左半单位圆的极点, 根据 z 平面上的极点分布与瞬态响应的关系, 左半单位圆内极点虽然是稳定的, 但对应的时域响应是振荡的。而 $U(z)$ 的这种极点是由 $HG(z)$ 的相应零点引起的。

(2) 消除波纹的附加条件

由上面分析可知, 产生波纹的原因是控制量 $u(k)$ 并没有成为恒值 (常数或零)。因此, 使 $y(k)$ 在有限拍内达到稳定, 就必须设计出一个 $D(z)$, 使 $u(k)$ 也能在有限拍内达到稳定。

$$U(z) = D(z)E(z) = D(z)G_e(z)R(z) \quad (4.33)$$

根据式 (4.33) 可以证明, 只要 $D(z)G_e(z)$ 是关于 z^{-1} 的有限多项式, 那么, 在确定的典型输入作用下经过有限拍以后, $U(z)$ 达到相对稳定, 从而保证系统输出无波纹。

$$D(z)G_e(z) = \frac{1 - G_e(z)}{HG(z)} = \frac{G_c(z)}{HG(z)} \quad (4.34)$$

由上面的式子可知, $HG(z)$ 的极点不会影响 $D(z)G_e(z)$ 成为 z^{-1} 的有限多项式, 而 $HG(z)$ 的零点可能使 $D(z)G_e(z)$ 成为 z^{-1} 的无穷项多项式。因此, 如让 $G_e(z)$ 中包含 $HG(z)$ 的全部零点, 则可确保 $D(z)G_e(z)$ 是关于 z^{-1} 的有限多项式。因此, 使 $G_e(z)$ 中包含 $HG(z)$ 圆内的零点, 就是消除波纹的附加条件, 也是有波纹和无波纹设计的唯一区别。

确定最少拍 (有限拍) 无波纹 $G_e(z)$ 的方法如下:

- ① 先按有波纹设计方法确定 $G_c(z)$ 。
- ② 再按无波纹附加条件确定 $G_e(z)$ 。

4.4 计算机控制技术

4.4.1 计算机控制系统的组成与特点

计算机控制技术是自动控制理论与计算机技术相结合的产物。目前在机电一体化系统中, 多数是以微型计算机为核心构成的计算机控制系统。计算机控制系统与通常的连续控制系统的主要差别是: 可以实现过去连续控制难以实现的更为复杂的控制规律, 如非线性控制、逻辑控制、自适应控制和智能控制等。计算机控制系统由控制计算机及接口电路硬件、控制软件和控制对象等若干部分组成, 如图 4.24 所示。

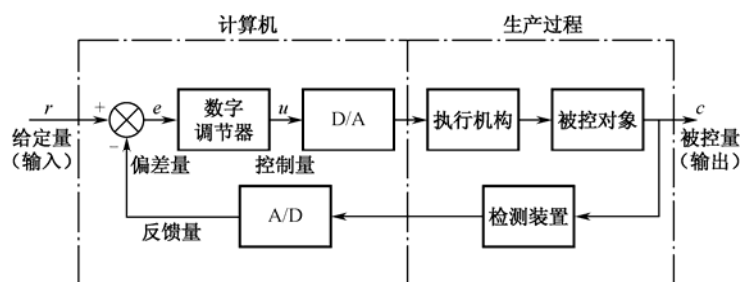


图 4.24 计算机控制系统的典型结构

计算机控制系统包括工作于离散状态下的计算机和具有连续工作状态的被控对象两大部分。被控制量 $c(t)$ 一般为连续变化的物理量（如位移、速度、压力、流量、温度等），称为模拟量，经过检测传感装置转换成相应的电信号，再经过模/数（A/D）转换器将信号转换成计算机能够处理的数字量送入计算机，从而完成信号的输入过程。计算机经数字运算和处理后的数字信号还需要经过数/模（D/A）转换和保持（转换成连续信号），再经过执行机构施加到被控对象，实现信息的输出。因此从信息转换的观点来观察计算机控制系统，可以抽象为信息的变换与处理过程。其中模/数转换器完成了信息的获取（输入），计算机对输入的信息进行比较和处理（控制算法与逻辑运算），数/模转换器实现了信息的输出。

1. 硬件

微型计算机控制系统的硬件一般包括：微处理器（CPU），内存储器（ROM、RAM），以模/数转换和数/模转换为核心的模拟量输入/输出通道，开关量输入/输出通道，I/O 及人机联系设备，运行操作台等几部分。它们通过微处理器的系统总线（地址总线、数据总线和控制总线），构成一个完整的系统。下面对各部分做简要说明。

（1）主机。微处理器是控制系统的核心，它和内存储器一起通常又称为主机。从设计的角度指的是一个相对完整的可以直接构成控制系统的部件，它可以是单个的 CPU（如单片机），也可以是已扩展有基本输出外围电路的简单计算机系统（如单板机），甚至可以是功能较为齐全的计算机系统（如工控计算机、个人计算机）。主机根据过程输入通道发送来的工业对象的生产工况参数，按照人们预先安排的程序，自动地进行信息的处理、分析和计算，并做出相应的控制决策或调节，以信息的形式通过输出通道，及时发出控制命令。主机中的程序和控制数据是人们事先根据控制规律（数学模型）安排好的。系统启动后，微处理器就从内存储器中逐条取出指令并执行。

（2）常规外部设备。按功能可分成三类：输入设备、输出设备和外存储器。外部设备配备多少，要视具体情况而定。常用的输入设备有键盘、纸带输入机等。输入设备主要用来输入程序和数据。常用的输出设备有打印机、记录仪、显示器（数码显示器或 CRT 显示器）等。输出设备主要用来把各种信息和数据按人们容易接受的形式，如数字、曲线、字符等提供给操作人员，以便及时了解控制过程的情况。外存储器，如磁带装置、磁盘装置，兼有输入、输出功能，它们主要用来存储系统程序和有关数据。

（3）输入输出通道。过程输入输出通道，又称为过程通道。工业现场的过程参数一般是非电量的，应经传感器（称为一次仪表）变换为等效的电信号。为了实现计算机对生产过程的控制，必须在计算机和生产过程之间设置信息的传送和变换的连接通道，这就是过程输入输出通道。

(4) 接口电路。外部设备和过程通道是不能直接由主机控制的,必须由“接口”来传送相应的信息和命令。计算机控制系统的接口,根据应用不同,有各种不同的接口电路。从广义上讲,过程通道属于过程参数和主机之间的专用接口。这里讲的接口是指通用接口电路,一般有并行接口、串行接口、管理接口(包括中断管理、计数/定时等)、A/D 转换器和 D/A 转换器等。

(5) 运行操作台。每台计算机原来都有一套键盘控制台,它是用来直接与 CPU 进行“对话”的。过程控制的操作人员必须与计算机控制系统进行“对话”以了解生产过程状态,有时还要修改控制系统的某些参数,以及在发生事故时进行人工干预等。因此,计算机控制系统一般要有一套专供运行操作人员使用的控制台,称为运行操作台。

2. 软件

计算机控制系统的软件主要分为系统软件和应用软件。

(1) 系统软件。一般包括操作系统、软件开发服务程序、语言处理程序和诊断程序等,有一定的通用性,用于有效地支持用户对计算机硬件资源的使用,便于应用软件的灵活编程调试,实现计算机系统本身的监控管理。计算机开发系统也可以归类于系统软件,它为用户提供软件和硬件的开发调试环境。系统软件是构成整个软件系统的基础,但它们一般不需要用户设计,用户的任务主要是了解系统软件的功能,掌握使用方法,以便充分发挥系统软件的作用。

(2) 应用软件是为了满足各种应用目的而编制的程序,一般包括监测程序、控制计算程序和公共服务程序等。监测程序用于控制对象的状态检测、报警、数据处理、判断、操作面板服务等;控制计算程序完成各种控制算法的计算、逻辑事件处理以及文件管理、信息生成调度等任务;公共服务程序是为应用软件服务的通用子程序,如基本的函数子程序、运算程序、数据格式转换程序等。应用软件应根据实际任务要求由用户自行设计编制或提出要求后委托开发。

3. 计算机控制系统的特点

(1) A/D 与 D/A 转换。在计算机控制系统中,被控制量通常是模拟量,而计算机本身的输入输出量都是数字量。因此,计算机控制系统大都具有数字—模拟混合式的结构,需要进行信号的转换。

(2) 量化。将模拟信号转变成离散的模拟信号称为采样,而从离散模拟信号到数字信号的变化过程称为量化,即用一组二进制数码来逼近采样的模拟信号的峰值。显然,A/D 转换的过程就是一个量化的过程。由于计算机的字长是有限的,因此量化过程会带来量化误差。

(3) 运算速度快、精度高、存储容量大。计算机控制不仅具有强大的运算功能和可编程性,而且运算速度快、精度高、存储容量大,因此不仅可以完成常规的 PID 控制算法,而且还可以完成模拟系统难以解决的许多复杂控制算法,如自适应控制、最优控制和智能控制等。

(4) 便于在线修改。在计算机控制系统中,控制规律是用软件实现的。因此,便于对控制方案进行在线修改,使系统具有很大的灵活性和适应性。

4.4.2 计算机控制系统设计

1. 计算机控制系统的设计要求

(1) 系统操作性能要好。操作性能好,对控制系统来说是很重要的,硬件设计和软件设计时都要考虑这个问题。在配置软件时,就应考虑配置什么样的软件才能降低对操作人员专业知识的要求。应用程序是由用户自己编制或修改的,如果应用程序采用机器语言直接编写,显然是十分麻烦的,应尽可能采用汇编语言,配上高级语言,以使用户便于掌握。在硬件配

置方面,应该考虑使系统的控制开关不能太多、太复杂,而且操作顺序要简单。

(2)通用性好、便于扩充。系统设计时应考虑能适应各种不同设备和各种不同控制对象,使系统不必大改动就能很快适应新的情况。这就要求系统的通用性要好,能灵活地进行扩充。要使控制系统达到这样的要求,设计时必须使系统设计标准化,并尽可能采用通用的系统总线结构,以便在需要扩充时,只要增加插件板就能实现。接口部件最好采用通用的接口芯片。在速度允许的情况下,尽可能把接口硬件部分的操作功能用软件来实现。

系统设计时各设计指标留有一定的余量,这也是扩充的一个条件:如 CPU 的工作速度、电源功率、内存容量、输入输出通道等指标,均应留有一定余量。

(3)可靠性要高。可靠性高是控制系统设计最重要的一个基本要求。特别是对 CPU 的可靠性要求更应严格。可靠性具体的衡量指标是“平均故障间隔时间”(MTBF),一般要求达到数千小时甚至上万小时以上。一般来讲,提高可靠性可以采用冗余技术。

(4)经济性。在满足任务要求的前提下,使系统的设计、制作、运行、维护成本尽可能低廉。

(5)可维护性。进行系统维护时的方便程度,包括检测和维护两个部分。为提高可维护性,控制系统的软件应具有自检测、自诊断功能,硬件结构及安装位置则应方便检测、维修和更换。故障一旦发生,应易于排除,这是系统设计时必须考虑的。从软件角度讲,最好配置查错程序或诊断程序,以便在故障发生时用程序来查找故障发生的部位,从而缩短排除故障的时间。

2. 计算机控制系统设计步骤

微型计算机控制系统设计一般可按下列步骤进行:确定系统整体方案;建立数学模型,确定控制算法;选择微处理器和外围接口;系统总体设计;硬件设计;软件设计;整个系统调试。下面分别加以叙述。

(1) 确定系统整体方案

设计之前首先应该详细了解控制对象和控制要求,提出系统整体方案。主要包括:系统构成形式是采用开环控制还是闭环控制;执行机构是采用电动机驱动还是液压驱动或其他方式的驱动;微机在整个控制系统中的作用是计算、直接控制还是数据处理。通过考虑这些整体方案画出系统组成框图,以此作为进一步设计的依据。

(2) 建立数学模型,确定控制算法

对任何一个具体的控制系统的设计,首先应建立该系统的数学模型。数学模型是系统动态特性的数学表达式,它反映了系统输入、内部状态和输出之间的关系,它为计算机进行计算处理提供了依据,由它推出控制算法。控制算法正确与否直接影响控制系统的品质,因此正确地确定控制算法是系统设计中的重要工作之一。

随着控制理论和计算机控制技术的不断发展,控制算法越来越多。常用的有:机床控制中使用的逐点比较法和数字积分法等控制算法;直接数字控制系统中的 PID 调节的控制算法;位置数字随动系统中的实现最少拍控制等控制算法;最优控制、随机控制和自适应控制的控制算法。在系统设计时,根据设计的控制对象和不同的控制性能指标要求以及所选用的微机的处理能力来选定一种控制算法。

(3) 硬件和软件设计

硬件和软件的设计过程往往需要并行进行,以便随时协调二者的设计内容和工作进度。特别应注意计算机控制系统中软件与硬件所承担功能的实施方案划分有很大的灵活性,往往

对于同一项任务,利用软件和硬件都可以完成,经常到了具体设计时利弊才会明显发现,因此,在这一设计阶段需要反复考虑、认真平衡软硬件比例,及时择优调整设计方案。

(4) 选择微处理器和外围接口

控制用的计算机及其外围接口的选择,一般要考虑下述几点:

① 字长。计算机的字长与系统的控制精度有关。字长越大,系统的控制精度越高,但价格也较高。在工业控制中,8~16位的计算机就能满足一般的控制要求。

② 速度。运算速度的选择直接影响控制系统的响应速度。若系统要求响应快,就应该配置速度高的计算机;若系统本身的响应速度较慢,就不必追求太高速度的计算机。

③ 内存容量。这与控制算法的复杂程度有关,若控制算法复杂,计算量大,所需处理的数据多,则需要选用内存较大的计算机;反之亦然。

④ 中断能力。计算机控制系统不仅需要解决主机与外部设备、控制对象的并行交换信息,而且还要解决多道程序、故障处理、多机连接等问题。因此,系统应该选择中断处理能力较强的计算机。

⑤ 外围接口。主要考虑A/D和D/A转换器的精度问题。A/D和D/A转换器的位数越高,转换的精度也就越高,但价格也高。一般根据计算机的外围电路的配套、器件来源、软件的支持情况来综合考虑。

(5) 系统总体设计

在确定了控制算法和选定了计算机及相应的外围接口后,就可以确定系统总体方案,一般应做如下工作:

① 估计内存存储容量,进行内存分配。内存存储器容量主要根据控制程序量和数据量以及堆栈大小来估计,并考虑到外存储器 and 内存容量能方便扩充。不同功能的程序最好分配在不同的内存区域,同时要注意便于扩展和有利于工作速度的提高。

② 过程通道和中断处理方式的确定。输入输出通道是计算机与被控对象相互交换信息的部件。一个系统中一般含有数字量(或称为开关量)的输入输出通道和模拟量的输入输出通道。数字量的输入输出比较简单,主要需要解决电平转换、去抖动及抗干扰等问题;数字量输出要解决功率驱动问题。模拟量的输入输出比较复杂,模拟量输入通道主要由信号调整器、变送器、采样单元、采样保持器和放大器、A/D转换器等组成。模拟量输出通道主要由D/A转换、放大器等组成。确定过程输入输出通道是总体设计中的重要内容之一。通常应根据控制对象所要求的输入输出参数的个数来确定系统的输入输出通道。在选择通道数时,应着重考虑:数据采集和传输所需的输入输出通道数;是否所有的输入输出通道都使用同样的数据传输率;输入输出通道是串行操作还是并行操作;输入输出通道是随机选择,还是按某种预定的顺序工作;模拟量输入输出通道中字长选择多少位等。

中断方式和优先级应根据被控制对象的要求和微处理器为其服务的频繁程度来确定。一般用硬件处理中断响应速度较快,但要配备中断控制部件;用程序处理中断响应的速度要慢一些,但比较灵活,改变容易。

③ 系统总线的选择。系统总线的选择对通用性很有意义,应尽可能采用标准总线,同时应着重考虑总线的性能及负载能力。

(6) 系统联调

在软件和硬件分别调试通过后,就要对系统进行联调。它分为在实验室模拟装置上调试和

工业生产现场进行试验两个过程，在试验中不断完善，最后调试出一个性能良好的控制系统。

4.4.3 机电一体化系统控制微机的选择

机电一体化技术是与元器件技术紧密结合发展起来的综合技术，特别是计算机技术的每一次最新进展，都在机电一体化产品上烙上了当时计算机发展水平的时代烙印。初期的微机控制功能大多由单板机实现，后来随着 PC 功能的增强，价格下降，出现了由 PC 扩展而成的微机控制系统，为了改进普通 PC 在工业环境下的适应性，出现了工业 PC，同时发展起了可靠性较高的 STD 总线系统。为了替代传统的继电逻辑器件，发展起来了工业可编程控制器（PLC）。随着半导体器件集成度的提高，集成有 CPU 和基本外围接口电路的单片机也发展起来了，成为当前在机电一体化产品中应用最广的微机芯片。显然，在进行微机控制系统的总体设计时，面对众多的微机机型，应根据被控对象和控制任务要求的特点进行合理的选择。下面介绍常用微机控制系统的类型以及基本应用特点。

1. 单片机控制系统

单片机具有较高的集成度，例如一片 Intel 8031 单片机芯片可实现 Z80 CPU、CTC、PIO 所包含的电路功能。而且，单片机运行速度快、功耗低、体积小，使用方便灵活，常用于数显、智能化仪表、简易数控机床以及其他小型控制装置中。由于可以在 PC 和仿真开发系统上进行开发，单片机的编程与调试都比较方便。单片机较单板机具有更高的性能价格比。但由于受到经济条件的限制，这类控制系统的硬件制作质量和抗干扰措施难以达到较高的标准，环境的适应性较差，在工业现场使用时需特别注意预先采取防护措施。单片机的发展经过了 4 位机、8 位机、16 位机的阶段，现在已经出现了 32 位单片机，但 8 位单片机仍在构成微机控制系统的应用中占据重要地位，特别是随着嵌入式控制系统的兴起，使得世界各大半导体生产厂商重新把注意力转向 8 位单片机。亚微米 CMOS 加工技术使得 8 位单片机在降低功耗的同时具有更高的速度，集成有先进的模拟接口和数字信号处理器，电源功能也更加灵巧，许多与早期结构的单片机软件兼容，但性能提高了几倍的新型微控制器已相继问世。

2. 普通 PC 组成的控制系统

由 PC 组成的控制系统基本上是利用了 PC 原有的系统资源，但由于 PC 本来是主要设计用做办公自动化用途的，所以对其操作环境有一定的限制，当用做在工业现场使用的微机控制系统时，对于强电磁干扰、电源干扰、振动冲击、工业油雾气氛等必须采取防范措施。因此，PC 宜用于组成数据采集处理系统、多点模拟量控制系统或其他工作环境较好的微机控制系统，或者把 PC 选做分散控制系统中的上位机，远离恶劣环境对下位机进行监控。

3. 工业 PC 控制机

为了克服普通 PC 环境适应性、抗干扰性差的弱点，发展起了结构经过加固、元器件经过严格筛选、接插件结合部经过强化设计、有良好抗干扰性、工作可靠性高并且保留了 PC 的总线及接口标准以及其他优点的一类微型计算机，称为工业 PC 控制机。通常各种工业 PC 控制机都备有种类齐全的 PC 总线接口模板，包括：数字量 I/O 板，模拟量 A/D、D/A 板，模拟量输入多路转换板，定时器、计数器板，专用控制板，通信板以及存储器板等，为设计制作微机控制系统提供了极大的方便。

采用工业 PC 控制机组成控制系统,一般不需要自行开发硬件,软件通常都与选用的接口模板相配套,接口程序可根据随接口板提供的示范程序非常方便地编制完成。由于工业 PC 控制机选用的微处理器及元器件的档次较高,结构经过强化处理,由其组成的控制系统的性能远远高于单板机、单片机以及普通 PC 所组成的控制系统,但系统的成本也比较高,宜用于需进行大量数据处理、可靠性要求高的大型工业测控系统。

4. STD 总线控制系统

STD 总线是工业控制领域的一种标准总线,组成系统时主体为积木式结构,各种功能模板采用统一的标准尺寸,具有机械强度高、抗振能力强、互换性好等特点,使用灵活方便,系统的可靠性高,宜在恶劣的工业环境中工作。系统的设计工作主要是对模板功能的选择与组合。STD 总线标准的模板品种很多,除常用的数字量 I/O 模板、模拟量 I/O 模板外,还有为外围设备服务的各种模板,以便实现 CRT 显示、键盘扫描输入、打印操作以及串行通信等系统功能,还有一些特殊模板用以实现高速计数输入、高速脉冲输出、温度测量、步进电机控制等应用功能。STD 总线控制系统的软件开发,可利用 RS-232 串行口及开发软件在 PC 上进行编程和调试。

5. 可编程控制器

可编程控制器(简称 PLC)是在继电器逻辑控制系统基础上,利用微处理器技术发展起来的既有逻辑控制、计时、计数、分支程序、子程序等顺序控制功能,又能完成数字运算、数据处理、模拟量调节、操作显示、联网通信等功能新型工业控制器。可编程控制器体积小、抗干扰能力强、运行可靠,可以直接装入强电动力箱内使用,并且功能齐全、运算能力强、编程简单直观,目前在工业控制过程中正逐步取代传统的继电器逻辑控制系统、模拟控制系统以及用小型机实现的直接数字控制系统。

可编程控制器使用 8 位或 16 位微处理器,不同的控制功能通过编制软件实现。可编程控制器编程语言不同于一般的计算机高级语言或汇编语言,逻辑运算部分通常采用梯形图的形式,具有很强的象征性,适合从事逻辑电路设计的工程技术人员学习使用,较为复杂的控制功能也能以图形方式表达,例如设计实现闭环控制的 PID 调节器,可采用方框图注上不同的符号,并留有输入和输出参数口。程序为模块式结构,编程过程多以人机对话的方式进行,编程人员只需在支持软件提示下,选用各种符号图形来完成控制程序的编制。可编程控制器一般都提供了相当完备的调试手段,如条件限定、结果设置、原因查找等,调试过程既可以脱机进行,也可以在线进行。

可编程控制器的输出主要有三种形式:继电器、晶体管和双向晶闸管。其中以继电器输出最为常用,触点电流可达 2 A 以上,能直接用于驱动电磁阀或接触器线圈。晶体管输出的响应速度快,无动作次数的限制,一般用于脉冲信号输出或 LED 数码管扫描显示。双向晶闸管主要用于频繁操作的交流负载。

可编程控制器的容量通常以输入和输出节点的总点数来代表。小型产品大致有 12、20、30、40、60、80 点等几种规格。若点数不够用时,可选用扩展单元进行 I/O 扩展,可达 512 点或更多。中大型产品为模块式结构,按照用户功能要求选择模块组成控制系统。

选择微机控制系统的微机类型时,应注意的因素包括:微机的字长和运算速度是否满足计算精度及实时性的要求,指令系统的功能是否丰富,特别是输入输出控制指令更应丰富,应具备较完善的中断系统、良好的人机对话能力以及计数与定时功能,最后还应根据经济性

进行全面平衡,求得较好的性能价格比。表 4.1 列举了以上所讨论的几种形式微机控制系统的性能特点,供微机选型时参考。

表 4.1 各种微机控制系统性能比较

项目	普通微机系统		工业控制机		可编程序控制器	
	单片机系统	普通 PC 系统	工业 PC 系统	STD 总线系统	小型 PLC (256 点以内)	大型 PLC
控制系统的组成	自行研制(非标准化)	配置各类功能接口板	配置外围设备	选择标准 STD 模板	按使用要求选择产品	按使用要求选择产品
系统功能	简单的逻辑控制或模拟量控制	数据处理功能强,控制功能较强	具备完整的控制功能,软件丰富,执行速度快	组成从简单到复杂的测控系统	逻辑控制为主,也用于模拟量控制	大型复杂的多点控制
通信功能	按需要自行配置	已有 1 个串行口,不够用则需另行配置	已提供串行口	选用通信模板	选用 RS-232C 通信模块	选取相应模板
硬件制作工作量	多	稍多	少	少	很少	很少
程序语言	汇编语言	汇编和高级语言均可	高级语言为主	汇编和高级语言均可	梯形图编程为主	多种高级语言
软件开发工作量	很大	大	很大	较大	很小	较大

4.5 控制量输出接口设计

在计算机控制子系统中,计算机经过计算和处理后所得到的结果通过模拟量输出通道或数字量输出通道送到生产过程,从而实现对生产过程的控制。

4.5.1 数字量/开关量输出接口

1. 输出接口电路结构

数字量输出通道主要由输出锁存器、输出驱动器及输出地址译码器等组成,如图 4.25 所示。

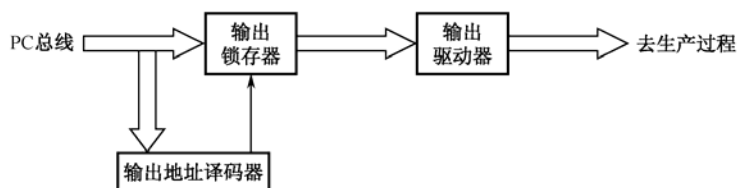


图 4.25 数字量输出通道结构

2. 输出功率电路

(1) 小功率直流驱动电路

① 采用功率晶体管输出驱动。电路如图 4.26(a)所示。K 为继电器的线圈。因负载呈感性,所以须加克服反电动势的续流二极管 VD_1 。

② 采用高压输出的门电路驱动。电路如图 4.26(b)所示。74LS06 为带高压输出的集电极开路六反相器，74LS07 为带高压输出的集电极开路六同相器，最高电压为 30 V，灌电流可达 40 mA，常用于高压驱动场合。但要注意，74LS06 和 74LS07 都为集电极开路器件，应用时输出端要连接上拉电阻，否则无法输出高电平。图 4.26(b)利用继电器的线圈电阻做上拉电阻。

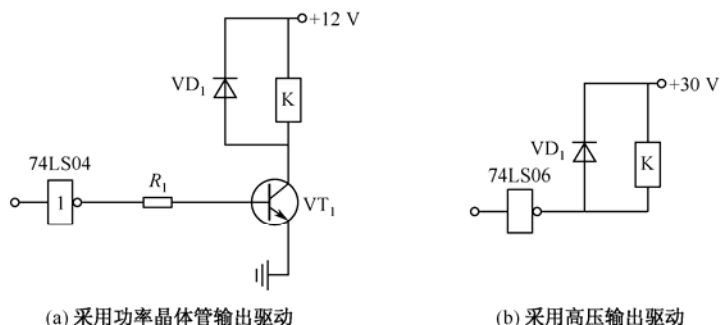


图 4.26 继电器驱动电路

(2) 大功率驱动电路

大功率驱动场合可以利用固态继电器 (SSR)、IGBT、MOSFET 实现。固态继电器是一种四端有源器件，根据输出的控制信号分为直流固态继电器和交流固态继电器。如图 4.27 所示为固态继电器的结构与使用方法。固态继电器的输入输出之间采用光电耦合器进行隔离。过零电路可使交流电压变化到零附近时让电路接通，从而减少干扰。电路接通以后，由触发电路输出晶体管器件的触发信号。固态继电器在选用时要注意输入电压范围、输出电压类型及输出功率。

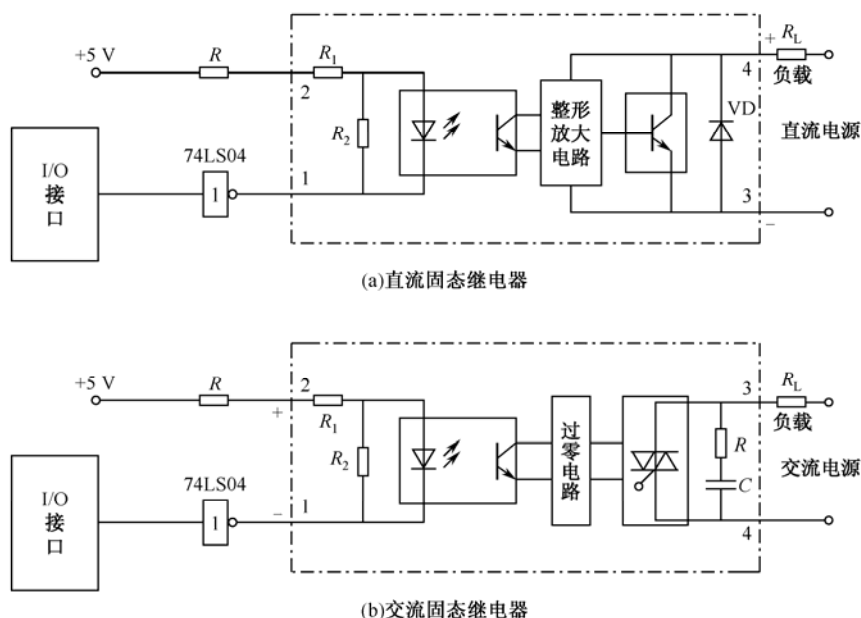


图 4.27 固态继电器的结构

3. 输出缓冲器

对生产过程进行控制时,一般控制状态需要保持,直到下次给出新值为止,这时输出就要锁存。可用锁存器 74LS273 作为 8 输出口,对输出信号状态进行锁存,如图 4.28 所示。74LS273 有 8 个通道,可输出 8 个开关状态,并可驱动 8 个输出装置。

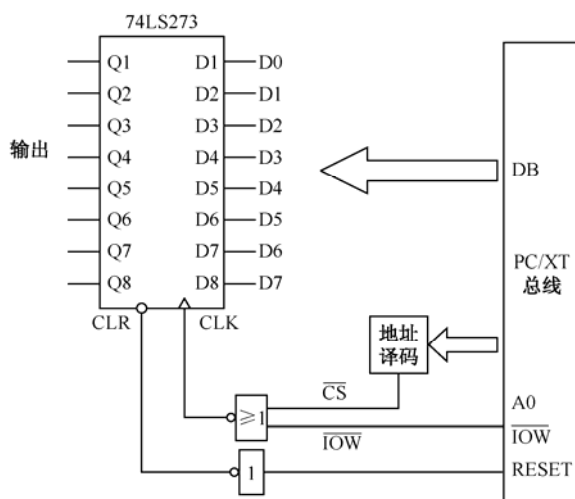


图 4.28 数字量输出接口

4.5.2 模拟量输出接口

1. D/A 转换器芯片及接口电路

(1) 8 位 D/A 转换器芯片 DAC0832

DAC0832 是 8 位数/模转换芯片, DAC0832 具有以下主要特点:

- ① 与 TTL 电平兼容。
- ② 分辨率为 8 位。
- ③ 建立时间为 $1\ \mu\text{s}$ 。
- ④ 功耗为 $20\ \text{mW}$ 。
- ⑤ 电流输出型 D/A 转换器。

DAC0832 的结构框图和引脚如图 4.29 所示。

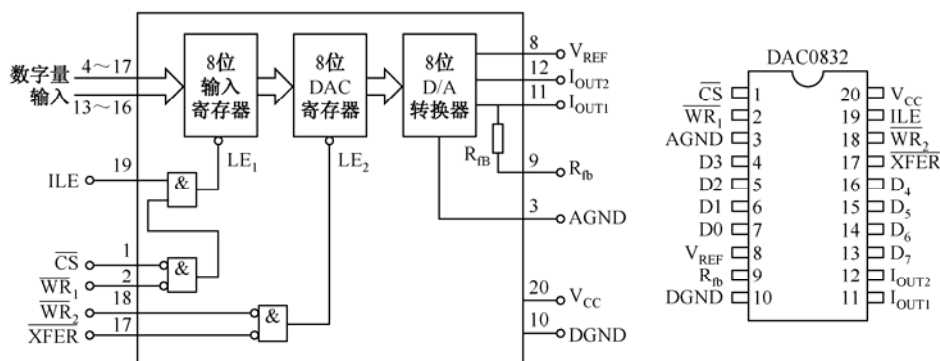


图 4.29 DAC0832 的结构框图和引脚

DAC0832 具有双缓冲功能, 即输入数据可分别经过两个寄存器保存。第一个寄存器称为 8 位输入寄存器, 数据输入端可直接连接到数据总线上, 第二个寄存器为 8 位 DAC 寄存器。

DAC0832 的工作过程是:

① CPU 执行输出指令, 输出 8 位数据给 DAC0832。

② 在 CPU 执行输出指令的同时, 使 $\overline{\text{ILE}}$ 、 $\overline{\text{WR1}}$ 、 $\overline{\text{CS}}$ 三个控制信号端都有效, 8 位数据锁存在 8 位输入寄存器中。

③ 当 $\overline{\text{WR2}}$ 、 $\overline{\text{XFER}}$ 两个控制信号端都有效时, 8 位数据再次被锁存到 8 位 DAC 寄存器, 这时 8 位 D/A 转换器开始工作, 8 位数据转换为相对应的模拟电流, 从 I_{out1} 和 I_{out2} 输出。

针对使用两个寄存器的方法, 形成了 DAC0832 的三种工作方式, 分别为双缓冲方式、单缓冲方式和直通方式。

DAC0832 是 8 位的 D/A 转换器, 可以连接数据总线为 8 位、16 位或更多位的 CPU。

当连接 8 位 CPU 时, DAC0832 的数据线 $\text{DI0} \sim \text{DI7}$ 可以直接接到 CPU 的数据总线 $\text{D0} \sim \text{D7}$, 当连接 16 位或更多位的 CPU 时, DAC0832 的数据线 $\text{DI0} \sim \text{DI7}$ 接到 CPU 数据总线的低 8 位 ($\text{D0} \sim \text{D7}$), 为了提高数据总线的驱动能力, $\text{D0} \sim \text{D7}$ 可经过数据总线驱动器 (如 74LS244), 再接到 DAC0832 的数据输入端 ($\text{DI0} \sim \text{DI7}$)。

图 4.30 所示为 DAC0832 与 CPU 之间的接口电路, CPU 数据总线 ($\text{D0} \sim \text{D7}$) 经总线驱动器接至 DAC0832 的数据端, CPU 的地址总线经地址译码电路产生 DAC0832 芯片的片选信号; 图中 DAC0832 工作在单缓冲方式, 当进行 D/A 转换时, CPU 只需执行一条输出指令, 就可以将被转换的 8 位数据通过 $\text{D0} \sim \text{D7}$ 经过总线驱动器传给 DAC0832 的数据输入端, 并立即启动 D/A 转换, 在运放输出端 V_{out} 输出对应的模拟电压。

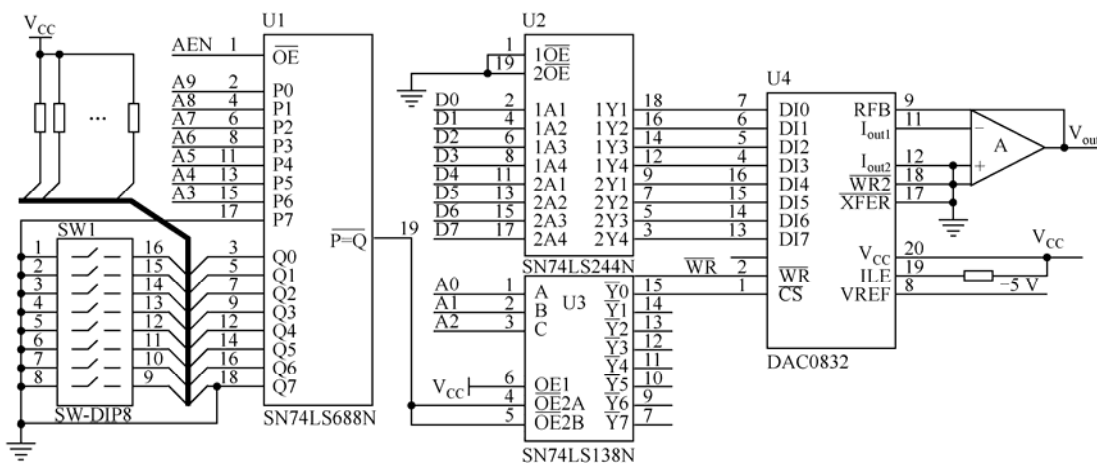


图 4.30 DAC0832 接口电路

(2) 12 位 D/A 转换器 DAC1210 芯片

DAC1210 是 12 位 D/A 转换器芯片, 内部原理框图如图 4.31 所示。其原理和控制信号的功能基本上同 DAC0832, 有两点区别: 一是它是 12 位的, 有 12 条数据输入线 ($\text{DI0} \sim \text{DI11}$), 其中 DI0 为最低位, DI11 为最高位, 它比 DAC0832 多了 4 条数据输入线; 二是可以用字节控制信号 $\text{BYTE1}/\overline{2}$ 控制数据的输入, 该信号为高电平时, 12 位数据同时存入第一级的两个输入寄存器; 当该信号为低电平时, 只将低 4 位数据 ($\text{DI0} \sim \text{DI3}$) 存入低 4 位输入寄存器。

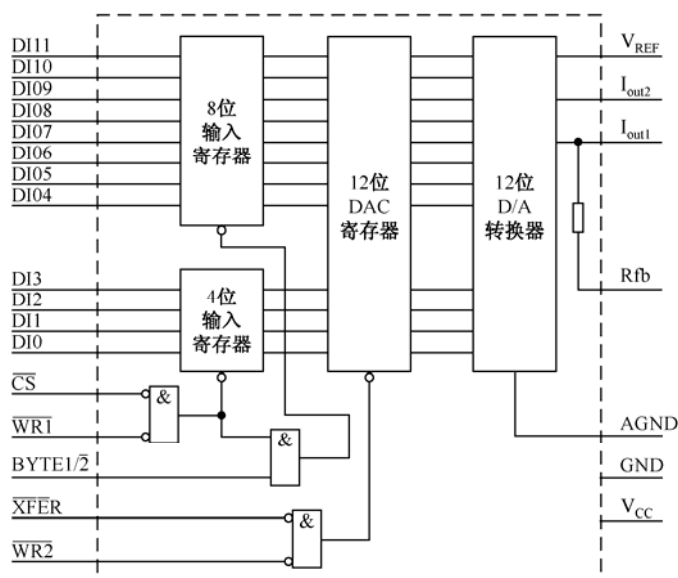


图 4.31 DAC1210 原理框图

图 4.32 所示为 12 位 D/A 转换器 DAC1210 与 8 位 CPU 的接口电路。

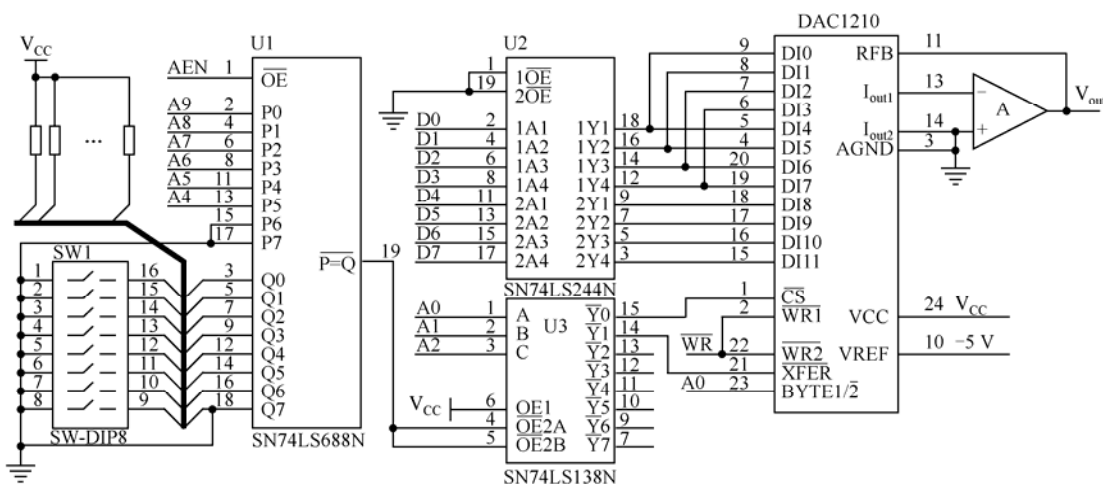


图 4.32 DAC1210 接口电路

为了用 8 位数据线 ($D0 \sim D7$) 来传送 12 位被转换数据 ($DI0 \sim DI11$)，CPU 须分两次传送被转换数据。首先使 $\text{BYTE1}/\bar{2}$ 为高电平，将被转换的高 8 位 ($DI4 \sim DI11$) 传送给高 8 位输入寄存器；再使 $\text{BYTE1}/\bar{2}$ 为低电平，将低 4 位 ($DI0 \sim DI3$) 传送给低 4 位输入寄存器；最后使 $\overline{\text{XFER}}$ 有效，将 12 位输入寄存器的状态传给 12 位 DAC 寄存器，并启动 D/A 转换。

2. D/A 转换器的输出

(1) 电压输出

常用的 D/A 转换芯片大多属于电流 DAC，然而在实际应用中，多数情况需要电压输出，这就需把电流输出转换为电压输出，采取的措施是用电流 DAC 电路外加运算放大器。

输出的电压可以是单极性电压 (见图 4.33)，也可以是双极性电压 (见图 4.34)。

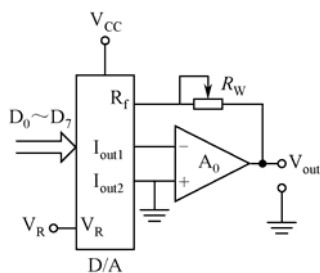


图 4.33 单极性电压输出原理图

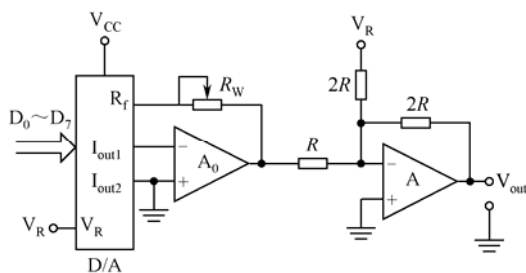


图 4.34 双极性电压输出原理图

(2) 电流输出

当电流输出时，经常采用的 0~10 mA DC 或 4~20 mA DC 电流输出，如图 4.35 所示。

3. D/A 转换器接口的隔离技术

(1) 模拟信号隔离方法

利用光电耦合器的线性区，可使 D/A 转换器的输出电压经光电耦合器变换成输出电流（如 0~10 mA DC 或 4~20 mA DC），这样就实现了模拟信号的隔离，如图 4.36 所示。

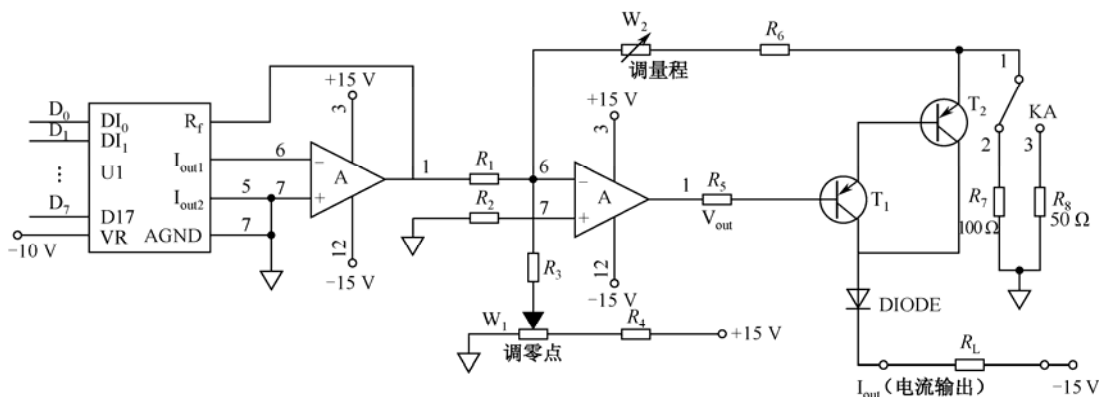


图 4.35 D/A 转换器的电流输出

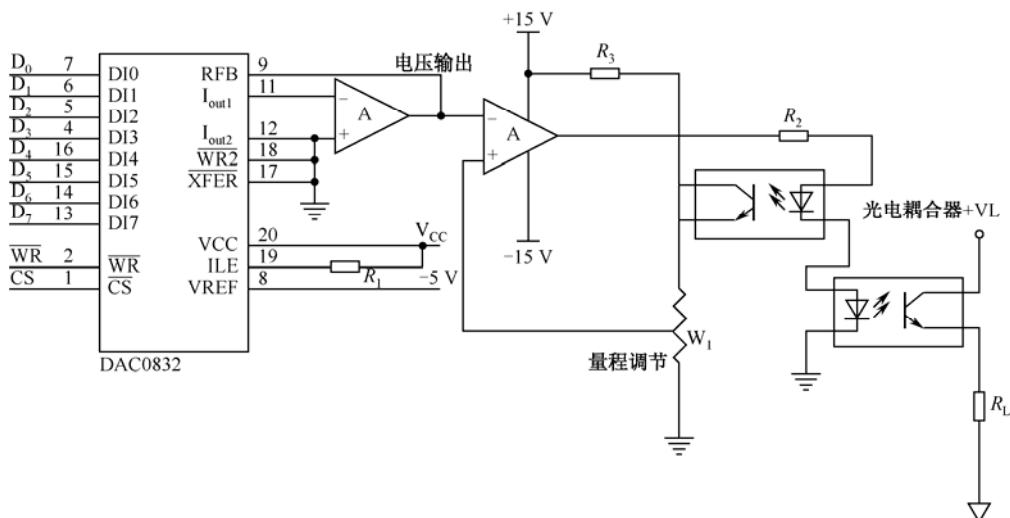


图 4.36 模拟信号隔离输出电路

模拟信号隔离方法的优点是使用少量的光电耦合器，成本低；缺点是调试困难，如果光电耦合器挑选不合适，将会影响变换的精度和线性度。

(2) 数字信号隔离方法

利用光电耦合器的开关特性，可以将转换器所需的数据信号和控制信号作为光电耦合器的输入，其输出再接到 D/A 转换器上，实现数字信号的隔离，如图 4.37 所示。

数字信号隔离的优点是调试简单，不影响转换的精度和线性度；缺点是使用较多的光电耦合器，成本高。

4. D/A 转换模板的标准化设计

D/A 转换器模板的设计步骤：确定性能指标，设计电路原理图，设计和制造电路板，焊接和调试电路板。

首先按照设计原则和性能指标来设计和选择集成电路芯片。然后进行焊接，但在焊接前必须严格筛选元器件，并保证焊接质量。最后分步调试，一般是先调数字电路部分，再调模拟电路部分，并按性能指标逐项考核。

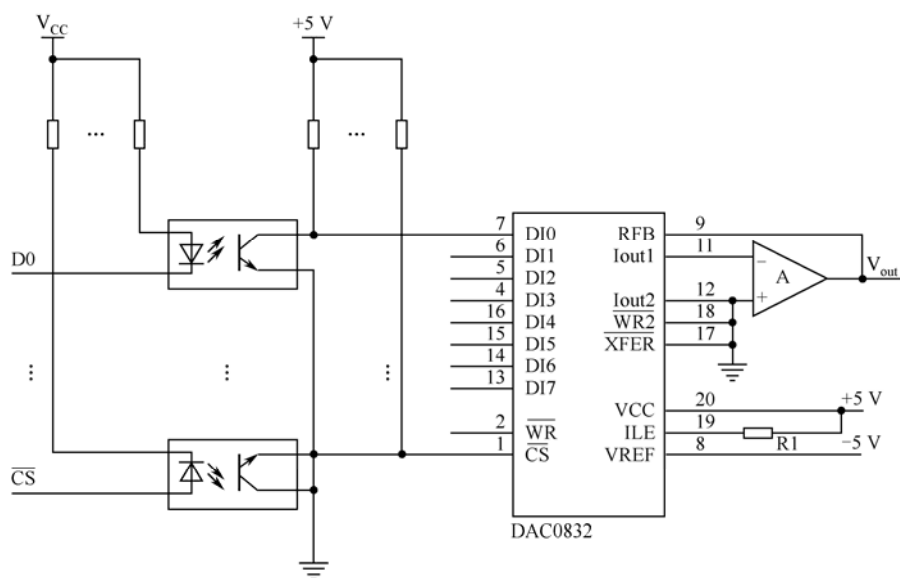


图 4.37 数字信号隔离输出电路

4.6 典型计算机数控系统介绍

4.6.1 概述

1. CNC 系统的组成

数控在机床领域指用数字化信号对机床运动及其加工过程进行控制的一种方法。计算机数控（Computerized Numerical Control，CNC）系统是以微处理器为核心，采用存储程序的计算机来实现部分或全部数控功能的数控系统。现代数控机床的基本组成如图 4.38 所示。

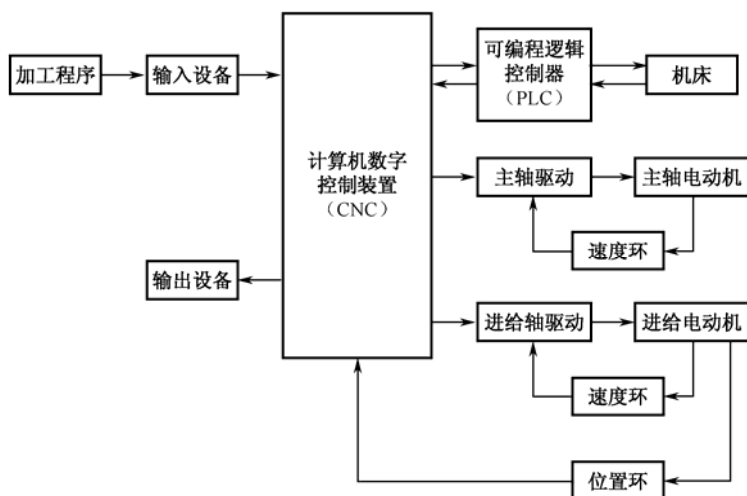


图 4.38 CNC 组成框图

图 4.38 中，输入输出设备用于零件程序的输入、存储、打印、显示等。一般的输入输出设备包括键盘、打印机、CRT 显示屏等。高级的输入输出设备包括自动编程机和 CAD/CAM 系统如 CATIA、UG 等。

可编程逻辑控制器 (PLC) 处于 CNC 装置和机床之间，对 CNC 装置和机床的输入、输出信号进行处理，用 PLC 程序代替以往的继电器线路，实现 M、S、T 功能的控制和译码。即按照预先规定的控制逻辑对主轴的起停、转向、转速，刀具的更换，工件的夹紧、松开，液压、气动、冷却、润滑系统的运行等进行控制。

主轴驱动装置控制主轴的旋转运动，而进给驱动装置控制机床各坐标轴的切削进给运动。

2. CNC 系统的优点

(1) 灵活性。由于采用了计算机技术，硬件、软件设计采用模块化结构，只要改变相应的硬件模块，改变相应的控制软件，就可以改变 CNC 系统的功能，从而满足用户不同的使用要求。如美国 PMAC 控制器可适合于现今普通应用中的多总线结构、电动机类型、反馈元件以及指令数据结构，每一个轴允许电动机和反馈元件的不同组合，其电动机类型既可以是步进电机、直流电动机，也可以是交流电动机，其反馈元件既可以是增量编码器、旋转变压器，也可以是激光干涉仪。

(2) 可靠性。随着大规模集成电路、超大规模集成电路芯片技术的发展，硬件使用的元器件数量少、质量高，可靠性获得了极大的提高。

(3) 通用性。硬件结构采用模块之后，能很方便地进行扩展，且可依靠软件模块的增减变化来满足各种数控机床的不同要求。

同一种 CNC 系统按照不同的软硬模块结构进行组合，能够满足多种机床的要求。

(4) 丰富的数控功能。利用计算机强大的计算机功能可以实现复杂的数控功能，且能够提供大量的辅助功能，可以编制各种子程序及宏命令，从而简化程序的编制。

4.6.2 西门子 840D 数控系统的组成

1. 概述

西门子 840D 是 20 世纪 90 年代中期新设计的全数字化数控系统，具有高度模块化及规

范化的结构,它将 CNC 和驱动控制集成在一块板子上,将闭环控制的全部硬件和软件集成在 1 cm^2 的空间中,便于操作、编程和监控。

840D 与西门子 610D 伺服驱动模块及西门子 S7-300 PLC 模块构成全数字化数控系统,如图 4.39 所示,能实现钻削、车削、铣削、磨削等数控功能,也能应用于剪切、冲压、激光加工等数控加工领域。

840D 系统的主要性能及特点有以下几个方面:

(1) 控制类型。采用 32 位微处理器,实现 CNC 控制,用于完成 CNC 连续轨迹控制以及内部集成式 PLC 控制。

(2) 机床配置。可实现钻、车、铣、磨、切割、冲、激光加工和搬运设备的控制,备有全数字化的 SIMODRIVE611 数字驱动模块:最多可以控制 31 个进给轴和主轴。进给和快速进给的速度范围为 $10\times 10^{-3}\sim 999\text{ mm/min}$ 。其插补功能有样条插补、三阶多项式插补、控制值互联和曲线表插补。这些功能,为加工各类曲线曲面零件提供了便利条件。此外还具备进给轴和主轴同步操作的功能。

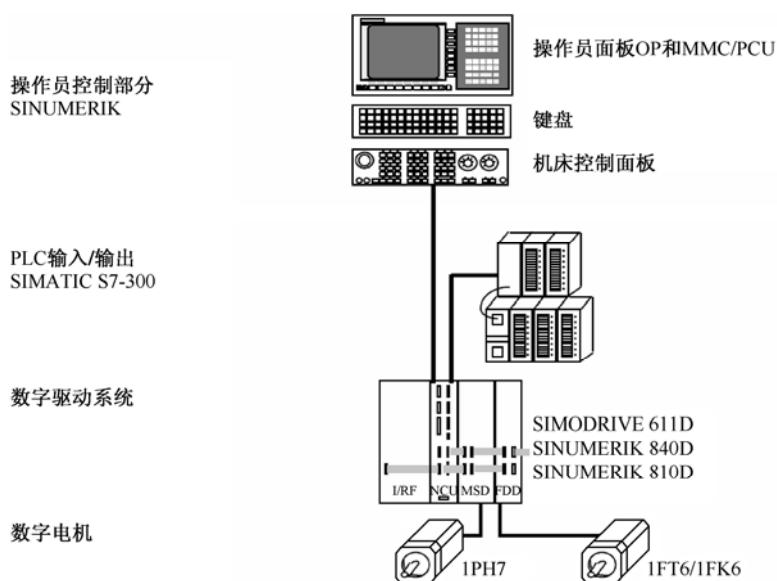


图 4.39 西门子 SINUMERIK 840D 数控系统组成

(3) 操作方式。其操作方式主要有 AUTOMATIC (自动)、JOG (手动)、示教 (TEACH IN)、手动输入运行 (MDA)。自动方式:程序的自动运行,加工程序中断后,从断点恢复运行;可进行进给保持及主轴停止,跳段功能,单段功能,空运转。

(4) 轮廓和补偿。840D 可根据用户程序进行轮廓的冲突检测、刀具半径补偿的进入和退出策略及交点计算、刀具长度补偿、螺距误差补偿、测量系统误差补偿、反向间隙补偿、过象限误差补偿等。

(5) 安全保护功能。数控系统可通过预先设置软极限开关的方法,进行工作区域的限制及程序执行中的进给减速,同时还可以对主轴的运行进行监控。

(6) NC 编程。840D 系统的 NC 编程符合 DIN 66025 标准 (德国工业标准),具有高级语言编程特色的程序编辑器,可进行公制、英制尺寸或混合尺寸的编程,程序编制与加工可

同时进行,系统具备 1.5 MB 的用户内存,用于零件程序、刀具偏置、补偿的存储。

(7) PLC 编程。840D 的集成式 PLC 完全以标准 SIMATIC S7 模块为基础,PLC 程序和数据内存可扩展到 288 KB, I/O 模块可扩展到 2048 个输入/输出点。PLC 程序能以极高的采样速率监视数据输入,向数控机床发送运动停止/启动等指令。

(8) 操作部分硬件。840D 系统提供了标准的 PC 软件、硬盘、奔腾处理器,用户可在 Windows 98/2000 下开发自定义的界面。此外,2 个通用接口 RS-232 可使主机与外设进行通信,用户还可通过磁盘驱动器接口和打印机并联接口完成程序存储、读入及打印工作。

(9) 显示部分。840D 提供了多语种的显示功能,用户只需按一下按钮,即可将用户界面从一种语言转换为另一种语言,系统提供的语言有中文、英文、德文、西班牙文、法文和意大利文。显示屏上可显示程序块、电动机轴位置、操作状态等信息。

2. 组成

SINUMERIK 840D 系统的硬件主要由下列几部分构成(见图 4.40):

(1) NCU 数控单元(Numerical Control Unit)。数字控制核心 NCK 的硬件装置。NCU 单元集成了 SINUMERIK 840D 数控 CPU 和 S7-300 的 PLC CPU 芯片,包括数控软件和 PLC 软件。

(2) 人机交互装置(MMC)。SINUMERIK 840D 系统可以使用 MMC100.2、MMC103、PCU20、PCU50。其人机操作界面可选 OP031、OP032 等。建立系统与操作人员之间的交互界面。

(3) 可编程序控制器 PLC。SINUMERIK 840D 系统集成了 S7-300-2DP 的 PLC,并通过通信模块 IM361 扩展外部的 I/O 模块。

(4) 驱动装置。SINUMERIK 840D 系统可采用全数字伺服驱动 SIMODRIVE 611D,配以 1FT、1FK 系列进给电机和 1PH 系列的主轴电动机。

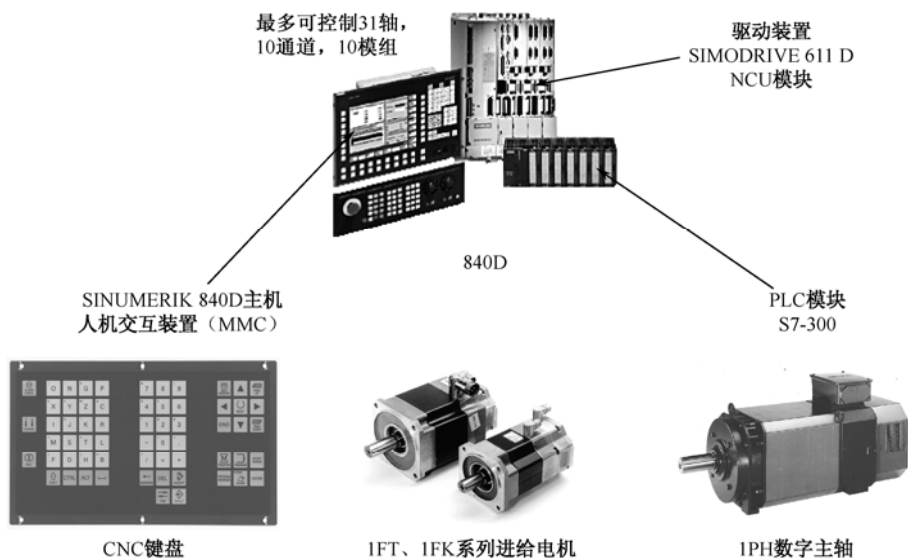


图 4.40 840D 系统的硬件构成

SINUMERIK 840D 系统各模块在安装排列时,最左侧通常为电源模块,其后为 NCU 控

制板、MSD 主轴驱动模块、FDD 进给驱动模块，如图 4.41、图 4.42 所示。通常，驱动模块遵循功率越大的模块越靠近左侧。

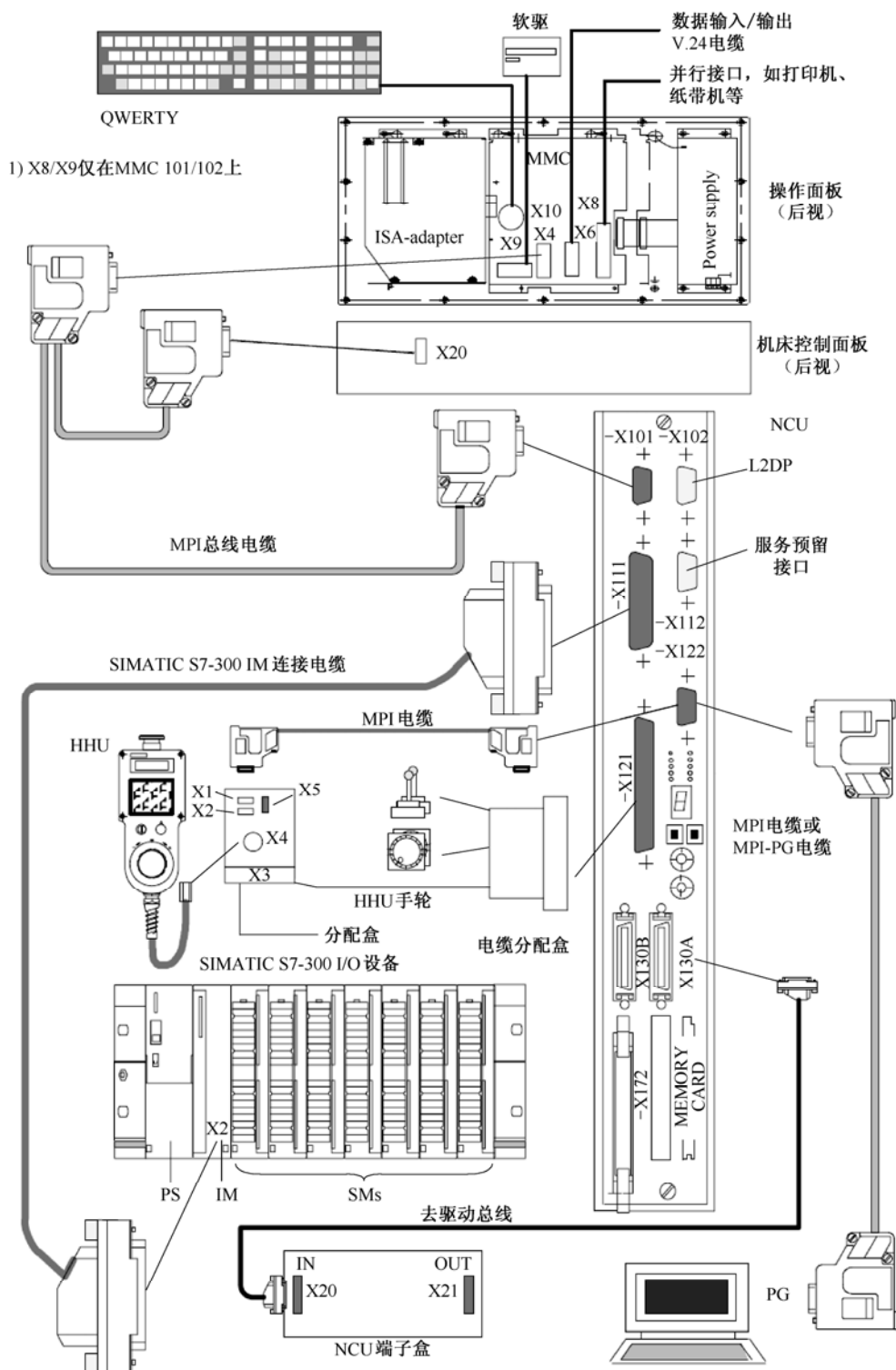


图 4.41 840D 系统连接图

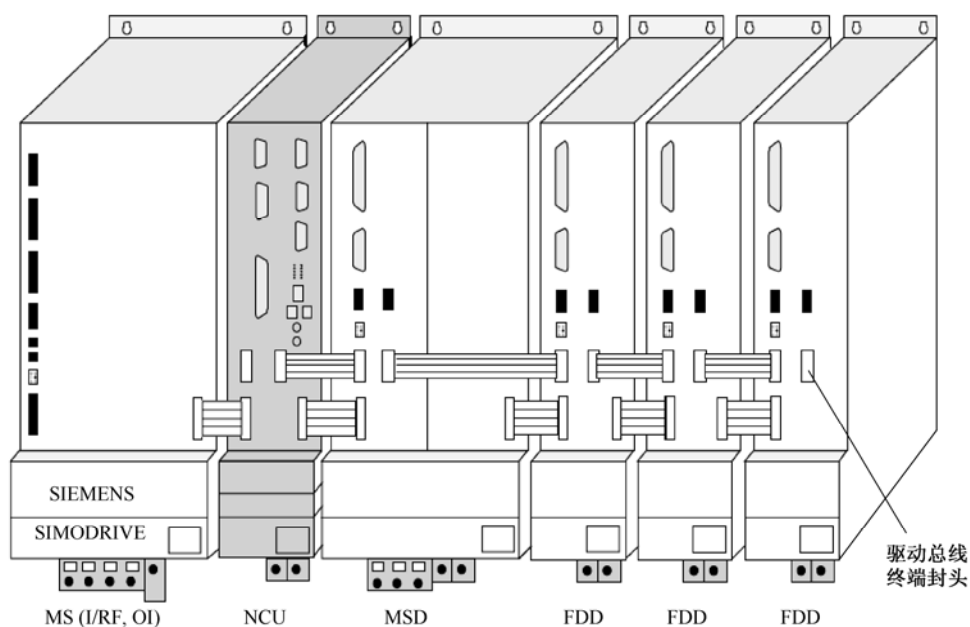


图 4.42 SINUMERIK 840 常用组态方式

思考题

1. 试阐述机电一体化系统中控制系统设计过程。
2. 试求图 4.43 所示机械系统的微分方程式。图中力 F 是输入量，位移 y_1 、 y_2 是输出量， m 是质量， B 是黏性阻尼系数， k 是弹簧的弹性系数。

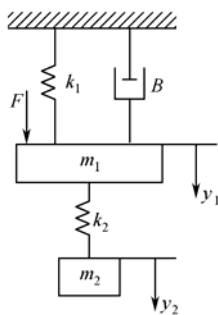


图 4.43 机械系统

3. 连续控制系统如图 4.44(a)所示，其中被控对象的传递函数为 $G_0(s)$ ，模拟控制器传递函数为 $D(s) = \frac{10s+1}{100s+1}$ ，校正后系统的剪切频率为 $\omega_c = 0.5 \text{ rad/s}$ 。现采用计算机控制，用数字控制器 $D(z)$ 代替模拟控制器 $D(s)$ ，构成如图 4.44(b)所示数字控制系统，试求 $D(z)$ 。

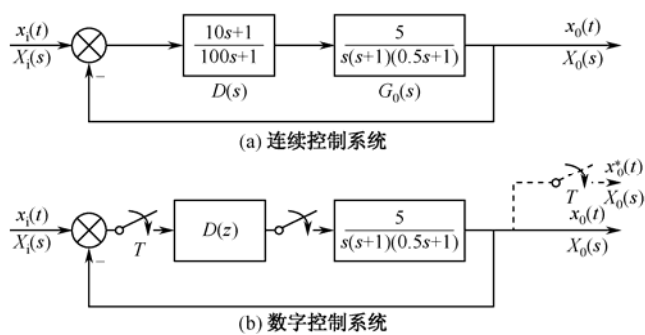


图 4.44 控制系统

第 5 章 伺服系统选择与设计

5.1 概 述

伺服系统（Servo System）也称随动系统，属于自动控制系统中的一种，它用来控制被控对象的转角（或位移），使其能自动、连续、精确地复现输入指令的变化规律。它通常是具有负反馈的闭环控制系统，有的场合也可以用开环控制来实现其功能。

几乎所有机械运动都可用伺服的概念来进行解释。例如：人手的拣物动作，其输入是人脑通过神经的思维信息，输出则是肌肉的收缩及骨骼的运动，检测与控制则靠眼睛与神经系统的密切配合。又如：用机床的丝杠—螺母机构推动工作台在导轨的引导下前进时，人手的力矩使丝杠旋转作为输入，而输出是丝杠的转角，肉眼对安装在丝杠上刻度盘的刻度读数进行检测，控制也依靠人的视觉和神经系统。

机电一体化控制系统一般以机械位置、速度（加速度）为控制对象，其控制指令经变换与放大后，通过伺服系统转化为机械执行元件的准确位移、速度（加速度），并保证动作的稳定、快速、准确和高效率。目前，具有一定精度和速度要求的机电一体化系统，其驱动机构基本都采用伺服系统进行设计。因而伺服系统是机电一体化产品的一个重要组成部分，而且往往是实现某些产品功能的主体。伺服系统中离不开机械技术和电子技术的综合运用，其功能是通过机电结合才得以实现的。

5.1.1 伺服系统结构

机电一体化伺服控制系统的结构类型繁多，但从自动控制理论的角度来分析，伺服控制系统一般包括控制器、被控对象、执行环节、检测环节、比较环节等五部分。图 5.1 给出了常见伺服系统组成原理框图。

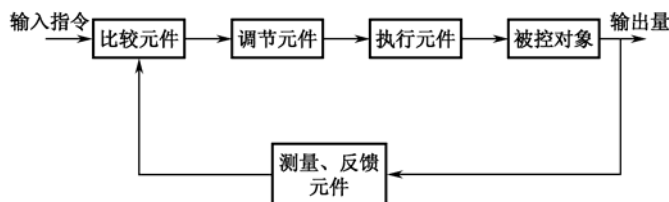


图 5.1 伺服系统组成原理图

（1）比较元件

将输入的指令信号与系统的反馈信号进行比较，以获得输出与输入间的偏差信号的环节，通常由专门的电路或计算机来实现。

(2) 调节元件

调节元件又称控制器,是伺服系统的一个重要组成部分,其作用是对比较元件输出的偏差信号进行变换、放大,以控制执行元件按要求动作。调节元件的质量对伺服系统的性能有着重要的影响,其功能一般由软件算法加硬件电路实现,或单独由硬件电路实现。

(3) 执行元件

其作用是在控制信号的作用下,将输入的各种形式的能量转换成机械能,驱动被控对象工作。机电一体化产品中多采用伺服电机作为执行元件。

(4) 被控对象

被控对象是伺服系统中被控制的设备或装置,也是机电一体化产品最关心的运行机构,它是直接实现目的功能或主功能的主体,其行为质量反映着整个伺服系统的性能。被控对象一般是机械装置,包括传动机构和执行机构。

(5) 测量反馈元件

测量反馈元件是指传感器及其信号检测装置,用于实时检测被控对象的输出量并将其反馈到比较元件。

在实际的伺服控制系统中,上述每个环节在硬件特征上并不独立,可能几个环节在一个硬件中,如测速直流电动机既是执行元件又是检测元件。

5.1.2 伺服系统的分类

按调节理论分类:伺服系统可分为开环控制伺服系统、闭环控制伺服系统和半闭环控制伺服系统。开环控制伺服系统直接控制被控对象,无反馈输入,结构简单,成本低廉,易于维护,但由于没有检测环节,系统精度低,抗干扰能力差,一般采用步进电机进行控制。闭环控制伺服系统能及时对被控对象输出进行检测,并根据输出与输入的偏差及时调整执行过程,因此系统精度高,但成本也大幅提高。半闭环控制伺服系统的检测反馈环节位于执行机构的中间输出上,因此在一定程度上提高了系统的性能,如位移控制伺服系统中为了提高系统的动态性能而增设的电动机速度检测和控制就属于半闭环控制环节。

按被控量参数特性分类:按被控量的不同,机电一体化系统可分为位移、速度、力矩等各种伺服系统。其他还有温度、湿度、磁场、光等各种参数的伺服系统。

按驱动元件的类型分类:按驱动元件的不同,伺服系统可分为电气伺服系统、液压伺服系统、气动伺服系统,电气伺服系统根据电动机类型的不同又可分为直流伺服系统、交流伺服系统和步进电机伺服系统。

5.1.3 伺服系统的基本要求和特点

(1) 高精度控制

在设计伺服控制系统时,高精度设计包括两个方面:一是要求驱动控制满足定位准确的要求,定位误差小,特别是重复定位误差要小;二是要求跟随精度高,跟随误差要小,例如:电视机的自动化生产线,高炮指挥仪控制系统等,特别是作为精密加工的数控机床,要求的定位精度或轮廓加工精度和进给跟踪精度通常都比较高,这也是伺服系统静态特性与动态特性指标是否优良的具体表现。允许的偏差一般都在 $0.01 \sim 0.001 \text{ mm}$ ($10 \sim 1 \mu\text{m}$) 之间,高的可达到 $\pm 0.0001 \sim \pm 0.00005 \text{ mm}$ ($\pm 0.1 \sim \pm 0.05 \mu\text{m}$)。相应地,对伺服系统的分辨率也提出了要求。当伺服系统接受 CNC 送来的一个脉冲时,工作台相应移动的单位距离叫分辨率。系统

分辨率取决于系统稳定工作性质和所使用的位置检测元件。目前的闭环伺服系统都能达到 $1\text{ }\mu\text{m}$ 的分辨率。数控测量装置的分辨率可达 $0.1\text{ }\mu\text{m}$ 。

(2) 快速响应好、无超调

快速响应性是伺服系统动态品质的标志之一,即要求跟踪指令信号的响应要快,一方面要求过渡过程时间短,一般在 200 ms 以内,甚至小于几十毫秒,且速度变化时不应有超调;另一方面是当负载突变时,要求过渡过程的前沿陡,即上升率要大,恢复时间要短,且无振荡。这样才能得到光滑的加工表面。

(3) 调速范围宽、低速稳定性好

调速范围是指伺服驱动系统所能提供的最高速度与最低速度,二者之比可达到 $1000\sim 10000$ 倍。无论在高速或在低速条件下,输出的力或转矩稳定,工作稳定可靠。如数控机床要求进给能在很宽的范围内无级变化。这就要求伺服电机有很宽的调速范围和优异的调速特性。对一般数控机床,进给速度范围在 $0\sim 24000\text{ mm/min}$,在该调速范围内 ($1:24000$),要求速度均匀、稳定、无爬行,且速降小;在 1 mm/min 以下时具有一定的瞬时速度,但平均速度低;在零速时,即工作台停止运动时,要求电动机有电磁转矩以维持定位精度,使定位误差不超过系统的允许范围,即电动机处于伺服锁定状态。

(4) 快速的应变能力和过载能力强

伺服驱动控制系统应能承受频繁的启动、制动、反向运动、加速、减速的冲击。为满足低速大力矩或大转矩的要求,应能承受较大的过载能力。所以,在设计驱动控制系统中,应合理选择驱动控制系统功率、控制运动方式、刚度和防火防爆等性能。

(5) 无感应干扰

在设计机电产品中,若检测系统和计算机系统组合,设计驱动控制系统中的驱动器和电动机应无感应干扰,以免影响其他子系统的正常工作。

(6) 结构尺寸与质量小

在设计机电产品中,在保证总体设计要求的条件下,尽可能选择结构尺寸小、质量小的驱动器和电动机,有利于产品总体结构设计的质量及尺寸的减小。

5.1.4 伺服系统设计的内容和步骤

设计伺服系统必须充分理解用户所提出的要求,主要依据被控对象工作的性质和特点,明确对伺服系统的基本性能要求,同时要充分了解市场上器材、元件的供应情况,了解它们的性能质量、品种规格、价格与售后服务,了解新技术、新工艺的发展动态。在此基础上着手设计,以避免闭门造车。

伺服系统设计,没有一成不变的答案,也没有统一的方法来得到答案。不同要求的伺服系统,可采用不同的方法来设计,因而得到结构不同的伺服系统。即使同样要求的伺服系统,不同的设计者也可能采用不同的设计方法,因而得到不同的设计方案。

伺服系统结构上的复杂性,决定了其设计过程的复杂性。实际伺服系统的设计是很难一次成功的,往往都要经过多次反复修改和调试才能获得满意的结果。下面仅对伺服系统设计的一般步骤和方法做简单介绍。

(1) 设计要求分析,系统方案设计

首先对伺服系统的设计要求进行分析,明确其应用场合和目的、基本性能指标及其他性

能指标,然后根据现有技术条件拟定几种技术方案,经过评价、对比,选定一种比较合理的方案。

方案设计应包括下述一些内容:控制方式选择、执行元件选择、传感器及其检测装置选择、机械传动及执行机构选择等。方案设计是系统设计的第一步,各构成环节的选择只是初步的,还要在详细设计阶段进一步修改确定。

(2) 系统性能分析

方案设计出来后,尽管各具体结构参数还没有确定,也应先根据基本结构形式对其基本性能进行初步分析。

首先画出系统方框图,列出系统近似传递函数,并对传递函数及方框图进行化简(一般应简化成二阶以下系统),然后在此基础上对系统稳定性、精度及快速响应性进行初步分析,其中最主要的是稳定性分析,如不能满足设计要求,应考虑修改方案或增加校正环节。

(3) 执行元件及传感器选择

方案设计中只是对执行元件及传感器进行了初步选型,这一步应根据具体速度、负载及精度要求来具体确定执行元件及传感器的参数和型号。

(4) 机械系统设计

机械系统设计包括传动机械及执行机构的具体结构和参数设计,设计中应注意消除各种传动间隙,尽量提高系统刚度,减小惯量及摩擦,尤其在设计执行机构的导轨时要防止产生“爬行”现象。

(5) 控制系统设计

控制系统设计包括信号处理及放大电路、校正装置、伺服电机驱动电路等的详细设计,如果采用计算机数字控制,还应包括接口电路及控制器算法软件的设计。控制系统设计中应注意各环节参数的选择及与机械系统参数的匹配,以使系统具有足够的稳定裕度和快速响应性,并满足精度要求。

(6) 系统性能复查

所有结构参数确定之后,可重新列出系统精确的传递函数,但实际的伺服系统一般都是高阶系统,因而还应进行适当化简,才可进行性能复查。经过复查如发现性能不够理想,则可调整控制系统的参数或修改算法,甚至重新设计,直到满意为止。

(7) 系统测试实验

上述设计与分析都还处于理论阶段,实际系统的性能,还需通过测试实验来确定。测试实验可在模型实验系统上进行,也可在试制的样机上进行。通过测试实验,往往还会发现一些问题,必须采取措施加以解决。

(8) 系统设计定案

经过上述7个步骤及多次反复而得到满意的结果后,可以将设计方案确定下来,然后整理设计图样及设计计算说明书等技术文件,准备投入正式生产。

5.1.5 伺服系统执行元件

由上面的步骤可知,一旦机械结构确定后,伺服系统的执行元件和控制系统设计保证了整个系统性能指标的实现,这也是本章主要的研究内容。

执行元件是能量变换元件,其目的是控制机械执行机构运动,机电一体化伺服系统要求执行元件具有转动惯量小、输出动力大、便于控制、可靠性高和安装维护简便等特点,

根据使用能量的不同,可以将执行元件分为电磁式、液压式和气压式等几种类型,如图 5.2 所示。

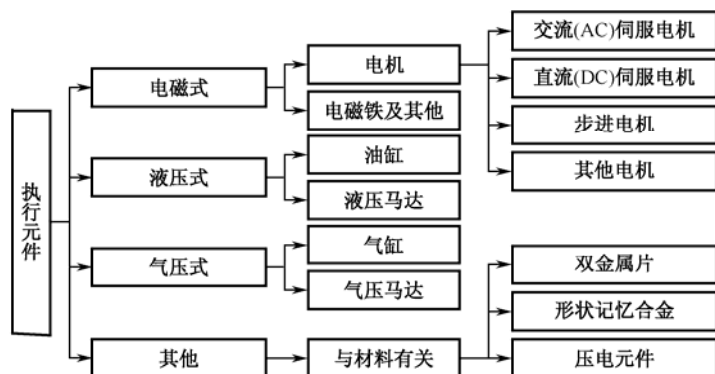


图 5.2 执行元件的种类

(1) 电磁式执行元件能将电能转化成电磁力,并用电磁力驱动执行机构运动,如交流电动机、直流电动机、力矩电动机、步进电机等,对控制用电机的性能除要求稳速运转之外,还要求具有加、减速性能,以及频繁使用时的适应性和便于维护性。

电气执行元件的特点是操作简便,便于控制,能实现定位伺服,响应快、体积小、容易受噪声干扰。

(2) 液压式执行元件先将电能变化成液体压力,并用电磁阀控制压力油的流向,从而使液压执行元件驱动执行机构运动。液压式执行元件有直线式油缸、回转式油缸、液压马达等。

液压执行元件的特点是输出功率大、速度快、动作平稳、可实现定位伺服、响应特性好和过载能力强。缺点是体积庞大、介质要求高、易泄露和易造成环境污染。

(3) 气压式执行元件与液压式执行元件的原理相同,只是介质由液体改为气体。气压式执行元件的特点是介质来源方便、成本低、速度快、无环境污染;缺点是功率较小、动作不平稳、有噪声、难于伺服。

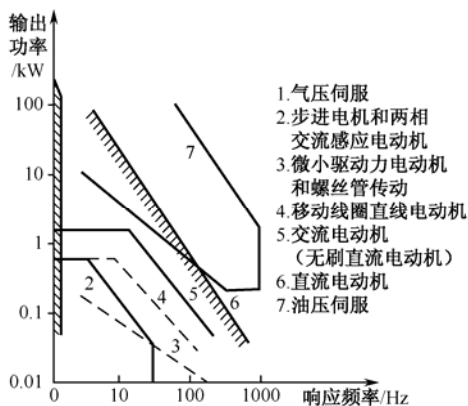


图 5.3 伺服系统适用范围

伺服执行元件的种类很多,各类型元件的驱动特性、成本、环境适应性、结构及安装方式都有很大差别。图 5.3 是由典型伺服驱动元件构成的伺服系统的输出力和频率响应特性的大致关系。

从图中可以看出,不同伺服驱动元件构成的伺服系统特性差异很大,适用的范围也不同。在闭环或半闭环控制的伺服系统中,主要采用直流伺服电机、交流伺服电机或伺服阀控制的液压伺服马达作为执行元件。液压伺服马达主要用在负载较大的大型伺服系统中,在中小型伺服系统中则多采用直流或交流伺服电机。由于直流伺服电机具有优良的静态特性,并且易于控制,因而在 20 世纪 90 年代以前,一直是闭环系统中执行元件的主流。近年来,由于交流伺服技术的发展,使交流伺服电机可以获得与直流伺服电机相近的优良性能,而且

交流伺服电机无电刷磨损问题，维修方便，随着价格的逐年降低，正在得到越来越广泛的应用，因而目前已形成了与直流伺服电机共同竞争市场的局面。在闭环伺服系统设计时，应根据设计者对技术的掌握程度及市场供应价格等情况，适当选取合适的执行元件。各种器件性能对比如表 5.1 所示。由于电磁式执行器件应用范围广，成本低，因此本章主要介绍电磁式执行器件。

表 5.1 常用执行器件主要性能

元件名称 特性	直流伺服电机	交流伺服电机	步进电机	电液伺服元件	气压伺服元件
结构形式	直线式，转动式（转动式常用）	转动式	直线式，转动式（转动式常用）	直线式，转动式（直线式常用）	直线式，转动式（直线式常用）
工作介质	—	—	—	液压油、水	压缩空气
使用环境	一般工业环境	一般工业环境	一般工业环境	恶劣环境	一般工业环境
功率密度/单位体积	中等	中等	较小	最大	小
输出力矩	中等 几百瓦	较大 几千瓦	较小 几十瓦	较大	较小
控制方式	闭环调速控制，闭环位置控制	闭环调速控制，闭环位置控制	开环位置、速度控制	闭环速度、闭环位置控制力伺服控制	开关控制 闭环速度控制、位置控制
与执行元件的匹配方式	直线电动机直接驱动，转动电动机加减速器驱动	直接驱动或加减速器驱动	直接驱动小功率负载，或加减速器	直接驱动	直接驱动
负载特性	直接驱动时，负载刚度较差，加减速器后可获得较好的负载特性	较强的负载能力	负载能力较弱，启动速度受负载惯量大小的限制	负载能力强，负载刚度大	负载能力弱，负载刚度差
适用场合	中小功率伺服驱动系统，如工业机器人、数控机床等，装配生产线	大、中功率伺服驱动系统，数控机床，只需速度控制的场合	小功率驱动系统或自动化仪表驱动控制	大功率驱动系统，恶劣环境中的驱动系统，如水下机器人	小功率驱动系统，各种装配生产线
成本	结构工艺复杂，专用功率电源，成本较高	专用交流调速电源，成本较高	开环控制，成本较低	需专用伺服元件、液压站成本较高	通用工业气源，成本较低

5.2 步进电机

步进电机主要用于开环控制系统。步进电机是工业过程控制及仪表中的主要控制元件之一，由于它可以直接接收计算机输出的数字信号，而不需要进行数/模转换，所以步进电机广泛应用于数字控制系统中。步进电机的角位移与控制脉冲间精确同步，若将角位移的改变转变为线性位移、位置、体积、流量等物理量的变化，便可实现对它们的控制。例如，在机械结构中，可以用丝杠把角度变成直线位移，也可以用它带动螺旋定位器，调节电压和电流，实现对执行机构的控制。因为步进电机具有快速启停、精确步进以及能直接接收数字量的特点，所以使其在定位场合中得到了广泛的应用。如在绘图机、打印机及光学仪器中，采用步

进电机来定位绘图笔、打印字头或光学镜头。特别是在工业过程控制的位置控制系统中，应用越来越广泛。

5.2.1 概述

步进电机（Step-Motor）是将电脉冲信号转换为相应的角位移或直线位移的一种特殊电动机。每输入一个电脉冲信号，电动机就转动一个角度，它的运行形式是步进式的，所以称为步进电机。又由于它输入的是脉冲电流，所以也叫脉冲电动机。

步进电机在不需要变换的情况下，能直接将数字脉冲信号转换成角位移或线位移，因此它很适合作为数字控制系统的伺服元件。此外它还具有一系列的优点，一是输出角位移量或线位移量与其输入的脉冲数成正比，而转速或线速度与脉冲的频率成正比，在负载能力范围内这些关系不受电压大小、负载大小、环境条件等外界各种因素的干扰。二是它每转一周都有固定的步数，所以步进电机在不失步的情况下运行，其步距误差不会长期积累。三是控制性能好，它可以在开环系统中在很宽的范围内通过改变脉冲的频率来调节电动机的转速，并且能够快速启动、制动和反转。四是有些形式的步进电机在停止供电的状态下还有定位转矩，有些形式在停机后某些相绕组仍保持通电状态，具有自锁能力，不需要机械制动装置等，当采用速度和位置检测装置后，它可构成闭环控制系统。

步进电机是一种将电脉冲信号转换成相应的角位移（或线位移）的机电元件。外加一个脉冲信号于这种电动机时，它就运行一步。其机理是基于最基本的电磁铁作用。对步进电机从结构特点进行分类，一般常使用的电磁式步进电机分为反应式步进电机、永磁式步进电机、混合式步进电机。

反应式步进电机在结构上来说，定子上有多相绕组，定子磁极和转子上开有小齿。其主要特点是结构简单，坚固耐用；齿距角可以做得很小，启动和运行频率较高；断电时无定位力矩，需用带电定位，消耗功率大，效率较低。

永磁式步进电机转子为永磁体，要想减小步距角，可增加转子的磁极数及定子的齿数。但转子要制成 N-S 相间的多对磁极较为困难，而且定子的极数也必须增加，线圈数也相应增加，这将受到定子空间的限制。所以，永磁式步进电机步距角都比较大。同时，其启动和运行频率较低，断电时有定位力矩，消耗功率小。

混合式步进电机转子采用永磁体，是一种永磁式步进电机，而同时定转子的铁心均为齿状结构，具有小的步距角，故又同反应式步进电机结构相似，所以混合式步进电机可以视为反应和永磁两种步进电机的组合。从转矩作用原理来看，混合式步进电机可视为定子

磁势与转子永磁体相互作用的结果。因而，混合式步进电机具有反应式步进电机和永磁式步进电机的双重优点。

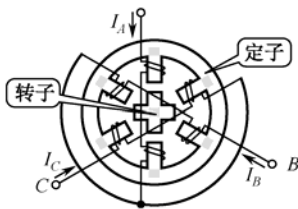


图 5.4 三相反应式步进电机结构示意图

5.2.2 步进电机的结构和工作原理

图 5.4 所示是一个三相反应式步进电机的结构图。

其定子、转子铁心均由硅钢片叠压而成。定子上均匀分布 6 个磁极，每两个相对的极为—相控制绕组，所以定子共有三相绕组，绕组接线如图所示。转子是 4 个均匀分布的齿，齿宽等于定子极靴的宽度，转子上没有绕组。

图 5.5 所示是一个三相反应式步进电机的工作原理图,工作时,各相绕组按一定顺序先后通电,当 A 相绕组通电时, B 相和 C 相绕组都不通电,由于磁通具有走磁阻最小路径的特点,所以转子齿 1 和 3 与定子极 A 、 A' 对齐(负载转矩为零时)如图 5.5(a)所示;当 A 相断电,而 B 相通电时,则转子将逆时针转过 30° ,使转子齿 2 和 4 的轴线与定子极 B 和 B' 轴线对齐,如图 5.5(b)所示。当 B 相断电,接通 C 相绕组时,转子再逆时针转过 30° ,转子 1 和 3 的轴线与 C 和 C' 极轴线对齐,如图 5.5(c)所示。如此循环往复按 $A-B-C-A$ 的顺序通电,气隙中产生脉冲式的旋转磁场,转子就会一步一步地按逆时针方向转动。电动机的转速决定于定子绕组与电源接通、断开的频率,即输入的电脉冲频率,电动机的转向则取决于定子绕组轮流通电的顺序。若电动机通电顺序改为 $A-C-B-A$,则电动机为顺时针方向旋转。定子绕组与电源的接通或断开,一般由数字逻辑电路或计算机软件来控制。

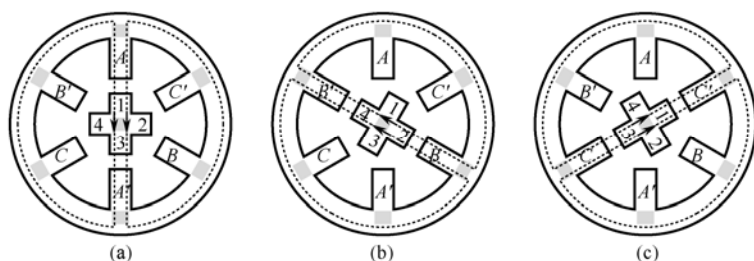


图 5.5 三相单三拍反应式步进电机的工作原理图

上述通电过程中,定子绕组每改变一次通电方式,步进电机就走一步,称其为一拍。上述通电方式也称为三相单三拍。其中“单”是指每次只有一相定子绕组通电;“三拍”是指每经过三次切换,定子绕组通电状态为一个循环,再下一拍通电时就重复第一拍通电方式。这种工作方式的三相步进电机每一拍转过的角度即步距角为 30° ,每个通电循环周期(3拍)转过 90° (一个齿距角)。

如果使两相励磁绕组同时通电,即按 $AB-BC-CA-AB\cdots$ 顺序通电,这种通电方式称为三相双三拍,其步距角仍为 30° 。

还有一种是按三相六拍通电方式工作的步进电机,即按照 $A-AB-B-BC-C-CA-A\cdots$ 顺序通电,换接六次完成一个通电循环。这种通电方式的步距角为 15° 。其工作过程如图 5.6 所示:若将电脉冲首先通入 A 相励磁绕组,转子齿 1、3 与 A 相磁极对齐,如图 5.6(a)所示。然后再将电脉冲同时通入 A 、 B 相励磁绕组,这时 A 相磁极拉着 1、3 两个齿, B 相磁极拉着 2、4 两个齿,是转子沿着逆时针方向旋转,转过 15° 时, A 、 B 两相磁拉力正好平衡,转子静止于图 5.6(b)的位置,如果继续按 $B-BC-C-CA-A\cdots$ 的顺序通电,步进电机就沿着逆时针方向,以 15° 步距角一步步转动。

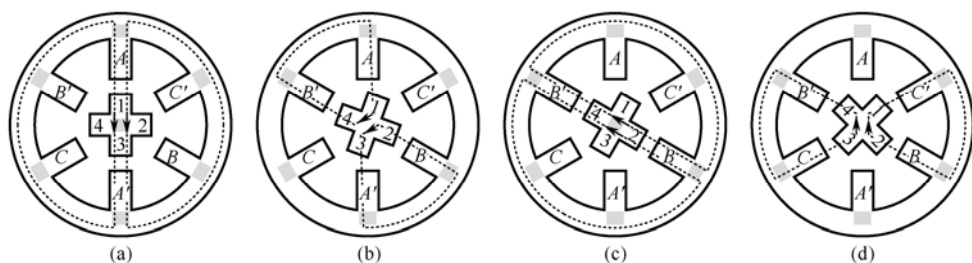


图 5.6 三相六拍反应式步进电机的工作原理图

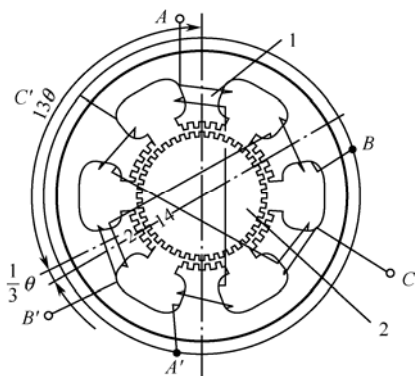


图 5.7 可变磁阻型（反应式）

三相步进电机断面图

1—定子；2—转子

步进电机的步距角越小，意味着它能达到的位置精度越高，通常的步距角是 1.5° 或 0.75° ，为此需要将转子做成多级式的，并在定子磁极上制成小齿，如图 5.7 所示。定子磁极上的小齿和转子磁极上的小齿大小一样，两种小齿的齿宽和齿距相等，当一相定子磁极的小齿与转子的齿对齐时，其他两相磁极的小齿都与转子的齿错过一个角度。按着相序，后一相比前一相错开的角度要大。例如转子上有 40 个齿，则相邻两个齿的步距角是 $360^\circ/40=9^\circ$ 。若定子每个磁极上制成 5 个小齿，当转子齿和 A 相磁极小齿对齐时，B 相磁极小齿则沿逆时针方向超前转子齿 $1/3$ 齿距角，即超前 3° ，而 C 相磁极小齿则超前转子 $2/3$ 齿距，即超前 6° 。按照此结构，当励磁绕组按 A-B-C-A... 的顺序以三相六拍通电时，步距角将减小一半，为 1.5° 。如通电顺序相反，则步进电机将沿着顺时针方向转动。

从上述可知，步距角的大小与通电方式和转子齿数有关，其大小可用下式计算：

$$\alpha = 360^\circ / (Zm)$$

式中，Z——转子齿数；

m——运行拍数，通常等于相数或相数整数倍，即 $m=KN$ （N 为电动机的相数，单拍时 $K=1$ ，双拍时 $K=2$ ）。

步进电机也可以制成四相、五相、六相或更多的相数，以减少步距角并改善步进电机的性能。为了减小制造电动机的困难，多相步进电机常做成轴向多段式（又称顺轴式）。例如，五相步进电机的定子沿轴向分为 A、B、C、D、E 五段，每一段是一相，在此段内只有一对定子磁极。在磁极的表面上开有一定数量的小齿，各相磁极的小齿在圆周方向互相错开 $1/5$ 齿距，转子也分为五段，每段转子具有磁极同数量的小齿，但它们在圆周方向并不错开。这样，定子的五段就是电动机的五相。

5.2.3 步进电机的运行特性及性能指标

了解步进电机的运行特性对正确运用步进电机有重要意义。

（1）分辨力

在一个电脉冲作用下（即一拍），电动机转子的角位移，即步距角 α 。 α 越小，分辨力越高。最常用的有 $0.6^\circ/1.2^\circ$ 、 $0.75^\circ/1.5^\circ$ 、 $0.9^\circ/1.8^\circ$ 、 $1^\circ/2^\circ$ 、 $1.5^\circ/3^\circ$ 等。

（2）静态特性

步进电机的静态特性是指它在稳定状态时的特性，包括静转矩、矩·角特性及静态稳定区，其中矩·角特性是大家较关心的指标。

矩·角特性：在空载状态下，给步进电机某相通以直流电流时，转子齿的中心线与定子齿的中心线相重合，转子上没有转矩输出，此时的位置为转子齿初始稳定平衡位置。如果在电动机转子轴上加一负载转矩 T_L ，则转子齿的中心线与定子齿的中心线将错过一个电角度 θ_e （见图 5.8）才能重新稳定下来。此时转子上的电磁转矩 T_j 与负载转矩 T_L 相等：该

T_j 为静态转矩, θ_e 为失调角。当 $\theta_e = \pm 90^\circ$ 时, 其静态转矩 $T_{j\max}$ 为最大静转矩。 T_j 与 θ_e 之间的关系大致为一条正弦曲线 (见图 5.9)。该曲线被称为矩·角特性曲线。静态转矩越大, 自锁力矩越大, 静态误差就越小。一般产品说明书中标示的最大静转矩就是指在额定电流和通电方式下的 $T_{j\max}$ 。

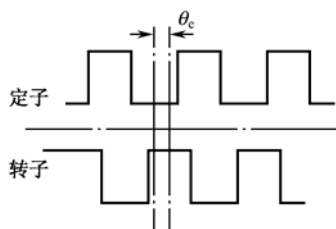


图 5.8 失调角示意图

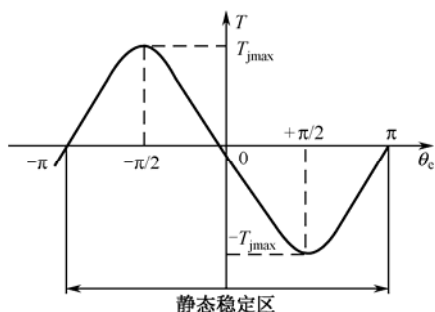


图 5.9 矩/角特性曲线

当失调角 θ_e 在 $-\pi$ 到 π 的范围内, 若去掉负载转矩 T_L , 转子仍能回到初始稳定平衡位置。因此, $-\pi < \theta_e < \pi$ 的区域称为步进电机的静态稳定区。

(3) 动态特性

步进电机的动态特性将直接影响到系统的快速响应及工作的可靠性。这里仅就动态稳定区、启动转矩、矩·频特性等问题做一简要说明。在某一通电方式下, 各相的矩·角特性总和为矩·角特性曲线族, 如图 5.10(a)所示。每一曲线一次错开的电角度为 $\theta_e = 2\pi/m$ (m 为运行拍数), 当通电方式为三相单三拍时, $\theta_e = 2\pi/3$; 三相六拍时, $\theta_e = \pi/3$ (见图 5.10(b))。

① 动态稳定区。由图 5.10 可知, 步进电机 A 相通电状态切换到 B 相 (或 AB 相) 通电状态时, 不致引起丢步, 该区域被称为动态稳定区。由于每一条曲线一次错开一个电角度, 故步进电机在拍数越多的运行方式下, 其动态稳定区就越接近于静态稳定区, 裕量角 θ_t 也就越大, 在运行中也就越不易丢步。

② 启动转矩 T_q 。图 5.10 中 A 相与 B 相矩·角特性曲线之交点对应的转矩 T_q 被称为启动转矩, 它表示步进电机单相励磁时所能带动的极限负载转矩。启动转矩通常与步进电机相数和通电方式有关。

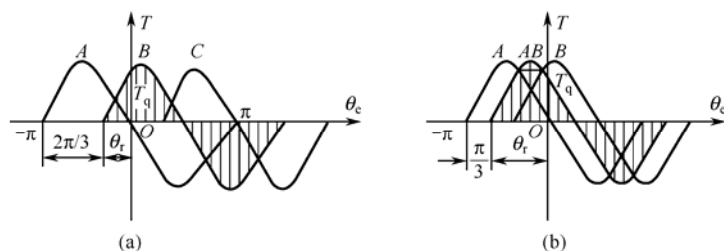


图 5.10 矩·角特性曲线族

③ 最高连续运行频率及矩·频特性。步进电机在连续运行时所能接受的最高控制频率称为最高运行频率, 以 f_{\max} 表示。电动机在连续运行状态下, 其电磁转矩随控制频率的升高而逐渐降低。这种转矩与控制频率之间的变化关系称为矩·频特性。在不同控制频率下电动机所产生的转矩称为动态转矩。

④ 空载启动频率与惯·频特性。在空载状态下, 转子从静止状态能够不失步地启动时的最大控制频率称为空载启动频率或空载突跳频率(f_q)。当带载启动时, 所允许的起跳控制频率会大大下降。步进电机带动惯性负载时的起跳频率与负载转动惯量之间的关系为惯·频特性。一般讲, 随着负载转动惯量的增加, 起跳频率也会降低。除惯性负载之外, 还有外负载转矩, 则起跳频率将会进一步下降。一般来说, f_{\max} 远远大于启动频率, 在高于最高连续运行频率时, 电动机将产生失步现象。在不同的负载下, 电动机允许的最高连续运行频率是不同的。一般步进电机的技术说明书上都指明空载最高运行频率和空载启动频率。在带负载情况下, 不失步启动所允许的启动频率将大大降低。例如 75BF003 型步进电机的空载启动频率为 1500 步/s, 负载达到最大静转矩的 1/2 时, 实际启动(即起跳)频率约为 600 步/s。为了缩短启动时间, 可在一定的启动时间内将一定的电脉冲频率按一定的规律逐渐增加到所允许的运行频率。一般的产品说明书中均给出空载启动频率、惯·频特性曲线、空载最高连续运行频率及矩·频特性曲线。

5.2.4 步进电机的驱动和控制

步进电机的电枢通断电次数和各相通电顺序决定了输出角位移和运动方向, 控制脉冲分配频率可实现步进电机的速度控制。因此, 步进电机控制系统一般采用开环控制方式。图 5.11 为开环步进电机控制系统框图, 系统主要由环形分配器、功率驱动器、步进电机等组成。

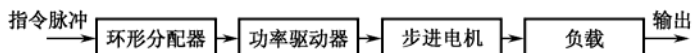


图 5.11 开环步进电机控制系统框图

1. 环形分配

步进电机在一个脉冲的作用下, 转过一个相应的步矩角, 因此只要控制一定的脉冲数, 即可精确控制步进电机转过的相应角度。但步进电机的各绕组必须按一定顺序通电才能正确工作, 这种使电动机绕组的通断电顺序按输入脉冲的控制而循环变换的过程称为环形脉冲分配。

实现环形脉冲分配的方法有两种。一种是计算机软件分配, 采用查表或计算的方法使计算机的三个输出引脚依次输出满足速度和方向要求的环形分配脉冲信号。这种方法能充分利用计算机软件资源, 减少硬件成本, 尤其是多相电动机的脉冲分配更能显示出这种分配方法的优点。但由于软件运行会占用计算机的运行时间, 因而会使插补运算的总时间增加, 从而影响步进电机的运行速度。

另一种是硬件环形分配, 采用数字电路搭建或专用的环形分配器件将连续的脉冲信号经电路处理后输出环形脉冲。采用数字电路搭建的环形分配器通常由分立元件(如触发器、逻辑门等)构成, 特点是体积大, 成本高, 可靠性差。专用的环形分配器目前市面上有很多种, 如 CMOS 电路 CH250 即为三相步进电机的专用环形分配器, 它的引脚功能及三相六拍线路图如图 5.12 所示。这种分配方法的优点是使用方便, 接口简单。

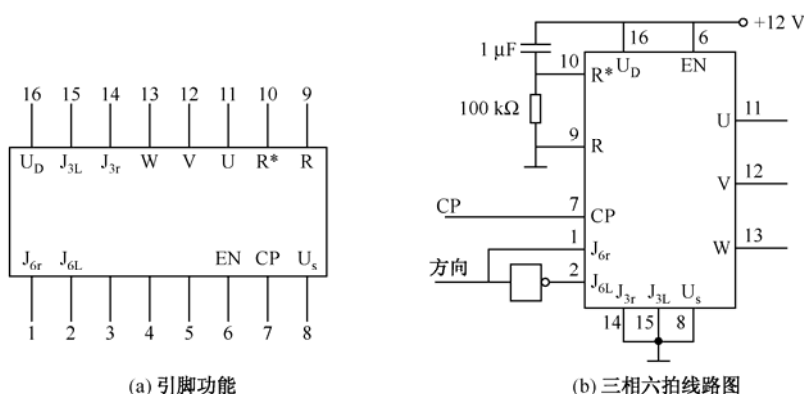


图 5.12 环形分配器 CH250 的引脚图

2. 功率驱动

要使步进电机能输出足够的转矩以驱动负载工作，必须为步进电机提供足够功率的控制信号，实现这一功能的电路称为步进电机驱动电路。驱动电路实际上是一个功率开关电路，其功能是将环形分配器的输出信号进行功率放大，得到步进电机控制绕组所需要的脉冲电流及所需要的脉冲波形。步进电机的工作特性在很大程度上取决于功率驱动器的性能，对每一相绕组来说，理想的功率驱动器应使通过绕组的电流脉冲尽量接近矩形波。但由于步进电机的绕组有很大的电感，要做到这一点是有困难的。

常见的步进电机驱动电路有三种：

(1) 单电源驱动电路。这种电路采用单一电源供电，结构简单，成本低，但电流波形差，效率低，输出力矩小，主要用于对速度要求不高的小型步进电机的驱动。图 5.13 所示为步进电机的一相绕组驱动电路（每相绕组的电路相同）。

当环形分配器的脉冲输入信号 u_U 为低电平（逻辑 0，约为 1 V）时，虽然 V_1 、 V_2 管都导通，但只要适当的选择 R_1 、 R_2 、 R_5 的阻值，使 $U_{b3} < 0$ （约为 -1 V），那么 V_3 管就处于截止状态，该相绕组断电。当输入信号 u_U 为高电平 3.6 V（逻辑 1）时， $U_{b3} > 0$ （约为 0.7 V）， V_3 管饱和导通，该相绕组通电。

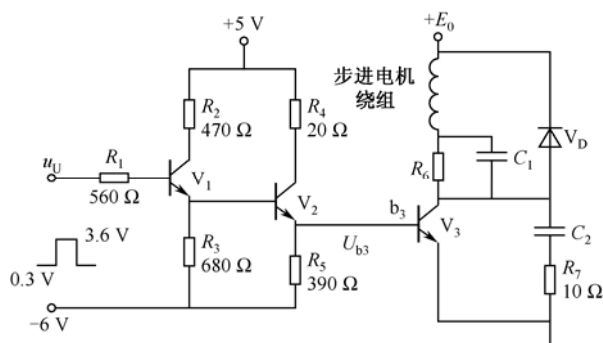


图 5.13 单电源驱动电路

(2) 双电源驱动电路。双电源驱动电路又称高、低压驱动电路，采用高、低压两个电源供电，如图 5.14 所示。在步进电机绕组刚接通时，通过高压电源供电，以加快电流上升速度；延迟一段时间后，切换到低压电源供电。这种电路使电流波形、输出转矩及运行频率等

都有较大的改善。

当环形分配器的脉冲输入信号 u_U 为高电平时（要求该相绕组通电），二极管 V_g 、 V_d 的基极都有信号电压输入，使 V_g 、 V_d 均导通。于是在高压电源作用下（这时二极管 VD_1 的两端承受的是反向电压，处于截止状态可使低压电源不对绕组作用），绕组电流迅速上升，电流前沿很陡。当电流达到或稍微超过额定稳态电流时，利用定时电路或电流检测器等措施切断 V_g 基极上的信号电压，于是 V_g 截止，但此时 V_d 仍然是导通的，因此绕组电流即转由低压电源经过二极管 VD_1 供给。当环形分配器输出端的电压 u_U 为低电平时（要求绕组断电）， V_d 基极上的信号电压消失，于是 V_d 截止，绕组中的电流经二极管 VD_2 及电阻 R_{f2} 向高压电源放电，电流便迅速下降。采用这种高、低压切换型电源，电动机绕组上不需要串联电阻或者只需要串联一个很小的电阻 R_n （为平衡各相的电流），因此电源的功耗比较小。由于这种供压方式使电流波形得到最大改善，因而步进电机的矩频特性好，启动和运行频率得到很大的提高。

（3）斩波限流驱动电路。这种电路采用单一高压电源供电，以加快电流上升速度，并通过对绕组电流的检测，控制功放管的开和关，在控制脉冲持续期间始终保持在规定值上下，其波形如图 5.15 所示。这种电路功率大，功耗小，效率高，目前应用最广。

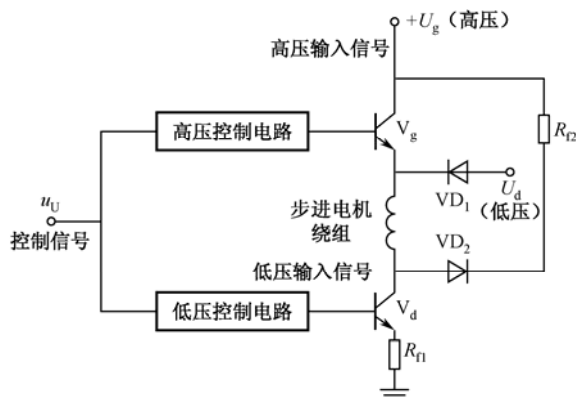


图 5.14 高、低压驱动电路

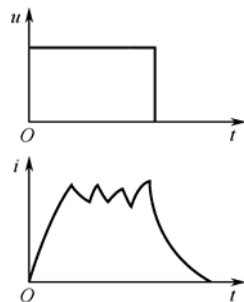


图 5.15 斩波限流驱动电路波形

图 5.16 所示为一种斩波限流驱动电路原理图，其工作原理如下：当环形分配器的脉冲输入高电平（要求该相绕组通电）加载到光电耦合器 OT 的输出端时，晶体管 V_1 导通，并使 V_2 和 V_3 也导通。在 V_2 导通瞬间，脉冲变压器 T 在其二次线圈中感应出一个正脉冲，使大功率晶体管 V_4 也导通。同时由于 V_3 的导通，大功率晶体管 V_5 也导通。于是绕组 W 中有电流流过，步进电机旋转。由于是感性负载，其中的电流在导通后逐渐增加，当增加到一定值时，在检测电阻 R_{10} 上产生的将超过由分压电阻 R_7 和电阻 R_8 所设定的电压值 U_{ref} ，使比较器 OP 翻转，输出低电平使 V_2 截止。在 V_2 截止瞬时，又通过 T 将一个负脉冲交连到二次线圈，使 V_4 截止。于是电源通路被切断，W 中储存的能量通过 V_5 、 R_{10} 及二极管 VD_7 释放，电流逐渐减小。当电流减小到一定值后，在 R_{10} 上的压降又低于 U_{ref} ，使 OP 输出高电平， V_2 、 V_4 及 W 重新导通。在控制脉冲持续期间，上述过程不断重复。当输入低电平时， $V_1 \sim V_5$ 等相继截止，W 中的能量则通过 VD_6 、电源、地和 VD_7 释放。

该电路限流值可达 6 A 左右，改变电阻 R_{10} 或 R_8 的值，可改变限流值的大小。

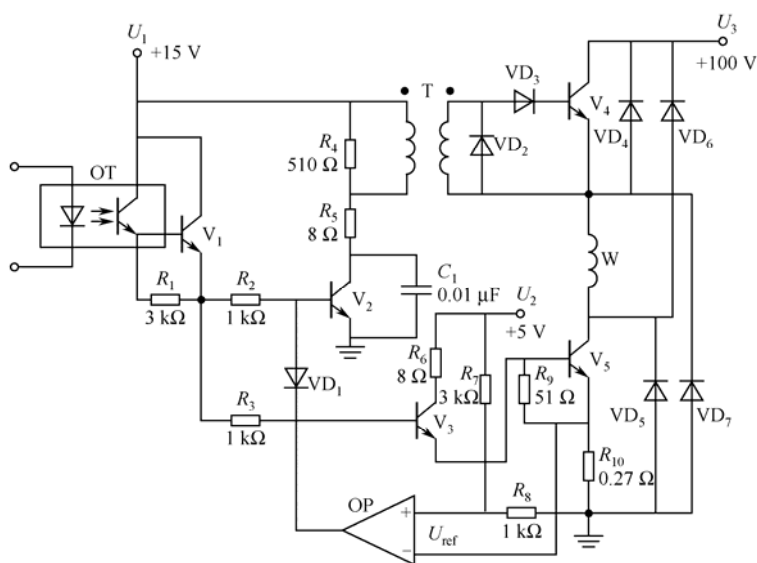


图 5.16 斩波限流驱动电路

3. 细分驱动

上述提到的步进电机的各种功率放大电路都采用环形分配器进行环形分配。

控制电动机各相绕组的导通或截止,从而使电动机产生步进运动,步进角的大小只有两种,即整步工作或半步工作。步距角已由步进电机结构所确定。如果要求步进电机有更小的步距角或者为减小电动机震动、噪声等原因,可以在每次输入脉冲切换时,不是将绕组电流全部通入或切除,而只是改变相应绕组中额定电流的一部分,则电动机转过的每步运动也只有步距角的一部分。这里绕组电流不是一个方波,而是阶梯波,额定电流是台阶式的投入或切除,电流分成多少个台阶,则转子就可以同样的个数转过一个步距角。这样将一个步距角细分成若干步的驱动方法被称为细分驱动。细分驱动的特点是:在不改动电动机结构参数的情况下,能使步距角减小。

要实现细分,需要将绕组中的矩形电流波改成阶梯形电流波,电动机绕组中的电流以若干等幅等宽度阶梯上升到额定值,并以同样的阶梯从额定值下降为零。实现上述细分电流波形的方法有以下两种:

(1) 采用多功率开关器件。图 5.17(a)为给出五阶梯细分电路原理。它利用五只功率晶体管 $VT_{d1} \sim VT_{d5}$ 作为开关器件,其基极开关电压 $U_1 \sim U_5$ 的波形为图 5.17(b)所示。 $U_1 \sim U_5$ 的等幅宽度较小。

在绕组电流上升过程中, $VT_{d1} \sim VT_{d5}$ 按顺序导通。每导通一个,绕组中电流便上升一个台阶,步进电机也跟着转动一小步。在 $VT_{d1} \sim VT_{d5}$ 导通过程中,每导通一个,高压管都要跟着导通一次,使绕组电流能快速上升。

在绕组电流下降过程中, $VT_{d1} \sim VT_{d5}$ 按顺序关断。为了使每关断一个晶体管,电流都能快速下降一个台阶,在关断任一低压管前,可先将剩下的全部关断一段时间,使绕组通过泄放回路放电,然后再重新开通。

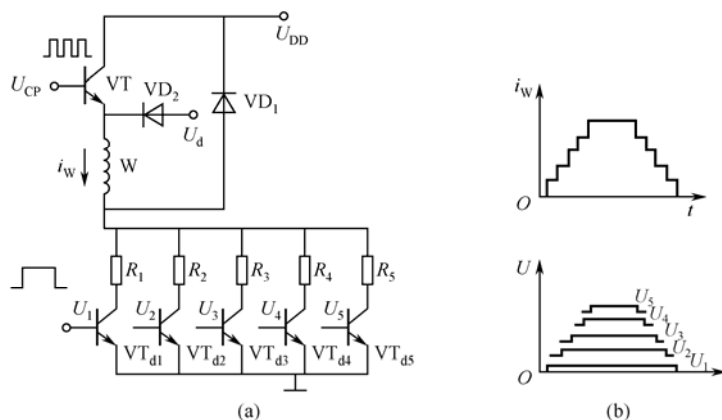


图 5.17 功率开关细分驱动电路

采用上述多路功率开关晶体管的优点是功率晶体管工作在开关状态, 功耗很低; 缺点是器件多, 体积大。

(2) 将上述各开关的控制脉冲信号进行叠加。用叠加后的阶梯信号控制接在绕组中的功率晶体管, 并使功率晶体管工作在放大状态, 如图 5.18 所示。由于在功率管基极 b 上加的是阶梯变化的信号, 因此, 通过绕组中的电流也是阶梯形变化, 实现了细分。在这种细分电路中, 功率晶体管工作在放大状态, 功耗大, 电源利用率低, 但所用器件少。

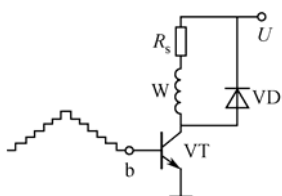


图 5.18 叠加细分驱动原理

目前实现阶梯波供电的方法有如图 5.19 所示的两种。

图 5.19(a) 为先放大后叠加, 即通过细分环形分配器所形成的各个等幅等宽的脉冲, 分别进行放大, 然后在电动机绕组中叠加起来形成阶梯波。

图 5.19(b) 为先叠加后放大。这种方法用运算放大器来叠加, 或采用公共负载的方法。把波合成阶梯波, 然后对阶梯波进行放大再去驱动步进电机, 其中的放大环节可采用线性放大或斩波放大等方式。

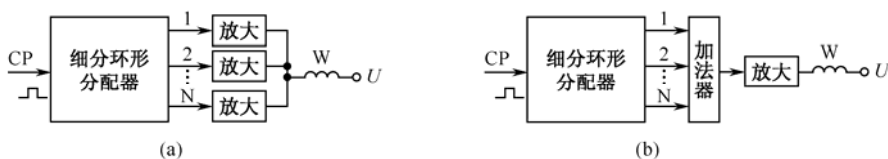


图 5.19 阶梯波合成原理图

阶梯波控制信号可由很多方法产生, 这里介绍一种恒频脉宽调制细分驱动电源, 如图 5.20(a) 所示。细分控制信号由 D/A 转换器提供。运算放大器 A 实现斩波恒流控制, 利用恒频脉宽调制原理, 其设定电压 U_s 由 D/A 转换器提供。当 D/A 转换器接收到数字信号后转换成相应的模拟信号电压 U_s 加在运算放大器 A 的同相输入, 因这时绕组中电流还未跟上, 故 $U_f < U_s$, 运算放大器 A 输出高电平, D 触发器在高频触发脉冲 U_m 的控制下, Q 端输出高电平, 使功率晶体管 VT_1 和 VT_2 导通, 电动机绕组 W 中电流迅速上升。当电流上升到一定值时, $U_f > U_s$, A 输出低电平, 使 D 触发器清零, VT_1 、 VT_2 截止。如图 5.20(b) 所示, 以后当 U_s 不变时, 由于 A 和 D 触发器构成的斩波控制电路的作用, 使绕组电流稳定在一定值上。

下波动,即绕组电流稳定在一个新的台阶上。

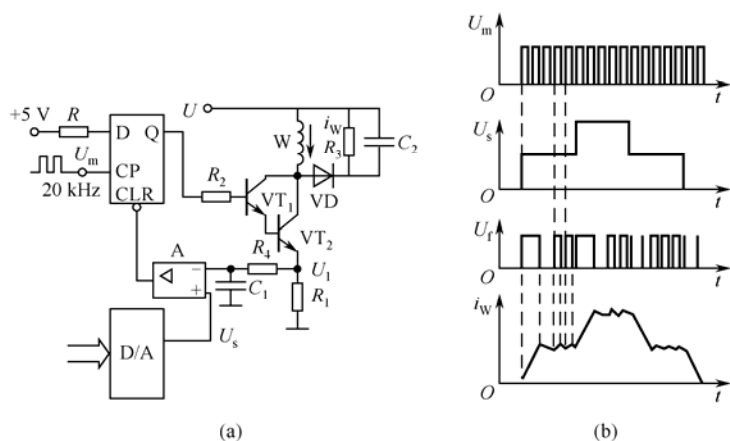


图 5.20 恒频脉宽调制细分驱动电路

当稳定一定时间后,再给 D/A 输入一个增加的数字信号,并启动 D/A 转换器,这样上升一个台阶,和前述过程一样,绕组电流也跟着上升一个阶梯。当减小 D/A 的输入数字信号,下降一个阶梯,绕组电流也跟着下降一个阶梯。

由前述可知,这种细分驱动电源,既实现了细分,也能保证每一个阶梯电流的恒定。D/A 转换器的数字信号和 D 触发器的触发脉冲信号 U_m 都可由微型计算机提供。

5.2.5 步进电机的选用

选用步进电机时,首先根据机械结构草图计算机械传动装置及负载折算到电动机轴上的等效转动惯量,然后分别计算各种工况下所需的等效力矩,再根据步进电机最大静转矩和启动、运行矩频特性选择合适的步进电机。

1. 转矩和惯量匹配条件

为了使步进电机具有良好的启动能力及较快的响应速度,通常推荐

$$T_L/T_{MAX} \leq 0.5 \text{ 及 } J_L/J_M \leq 4$$

式中, T_{MAX} ——步进电机的最大静转矩 ($N \cdot m$);

T_L ——折算到电机轴上的负载转矩 ($N \cdot m$);

J_M ——步进电机的最大转动惯量 ($kg \cdot m^2$);

J_L ——折算步进电机转子上的等效转动惯量 ($kg \cdot m^2$)。

根据上述条件,初步选择步进电机的型号。然后,根据动力学公式检查其启动能力和运动参数。

由于步进电机的启动矩·频特性曲线是在空载下做出的,检查其启动能力时应考虑惯性负载对启动转矩的影响,即从启动惯·频特性曲线上找出带惯性负载的启动频率,然后再检查其启动转矩和计算启动时间。当在启动惯·频特性曲线上查不到惯性负载时的最大启动频率,可用下式近似计算:

$$F_L = \frac{F_M}{\sqrt{1 + J_L/J_M}}$$

式中, F_L ——带惯性负载的最大启动频率 (Hz 或 P/s);

F_M ——电动机本身的最大空载启动频率 (Hz 或 P/s);

J_M ——电动机转子转动惯量 ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$);

J_L ——换算到电动机轴上的转动惯量 ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)。

当 $J_L/J_M=3$ 时, $F_L=0.5F_M$ 。

不同 J_L/J_M 下的矩·频特性如图 5.21 所示。由此可见, J_L/J_M 比值增大, 自启动最大频率越小, 其加减速时间将会延长, 这就失去了快速性, 甚至难于启动。

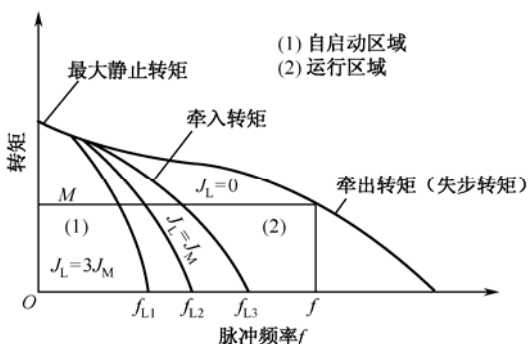


图 5.21 不同 J_L/J_M 下的矩频特性

间的 1/2 来表示。其误差越小, 电动机精度越高。一般为 β 的 $\pm(3\% \sim 5\%)$, 它不受 N 值大小的影响, 也不会产生累积误差。

2. 步距角的选择和精度

步距角的选择是由脉冲当量等因素来决定的。步进电机的步距角精度将会影响开环系统的精度。电动机的转角 $\theta=N\beta\pm\Delta\beta$, 其中 β 为步距角, $\Delta\beta$ 为步距角精度, 它是在空载条件下, 360° 范围内, 从任意位置步进运行时, 每隔指定的步数, 测定其实际角位移与理论角位移之差, 称为静止角度误差, 并用正负峰值之

5.3 直流伺服电机与驱动

5.3.1 直流伺服电机工作原理

直流伺服电机由一个带绕组的转子 (也称电枢) 和能产生固定磁场的定子组成, 其原理如图 5.22 所示。

设定子产生的固定磁场如图 5.22 所示, 磁通方向向下, 当转子绕组中通过图示方向的直流电时 (为说明原理, 图中绕组只画了一匝), 它与定子磁场产生电磁力, 按右手规则, 电磁力 F 的方向对上面导线向左, 对下面导线向右, 使转子以逆时针方向旋转: 当转子转过 180° 后, 由于转子绕组的直流电是经导电环引入的, 所以绕组中的电流方向并不改变, 仍为原来方向, 因而电磁力方向也不变, 使转子能持续不断地旋转。一匝绕组在转子旋转一周时产生的电磁力的大小是变化的。实际的电动机转子上当然不可能是一匝绕组, 而是在转子的圆周上均匀分布了许多绕组, 总的电磁力是这些绕组产生的电磁力的总和。转子上分布的绕组越密, 总的电磁力越大, 越接近恒定。

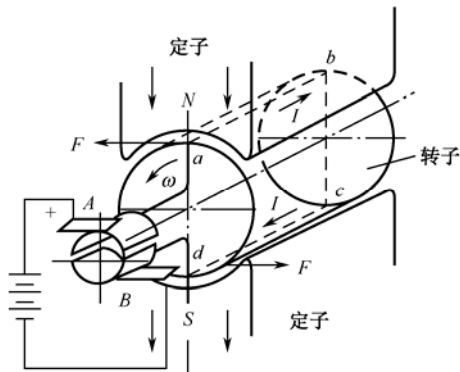


图 5.22 直流电动机工作原理

从前面的原理可得, 当电枢绕组中有电流时, 在固定磁场中产生的电磁力矩有如下关系:

$$M=k_m I \quad (5.1)$$

式中, k_m 为电动机的力矩系数, 它只与电动机本身的结构参数有关; I 为电枢绕组中的电流。在稳定时, 这个电磁力矩应和加在电动机轴上负载力矩相平衡, 即

$$M = M_c \quad (5.2)$$

M_c 为电动机轴上的全部负载力矩, 包括电动机本身的摩擦、涡流等阻力矩。把式 (5.1) 代入式 (5.2) 得

$$M_c = k_m I \quad (5.3)$$

这就是直流伺服电机的力矩平衡方程式。它的物理意义为伺服电机通电后达到稳定时, 电动机产生的电磁力矩除克服本身的阻力矩外, 必须和外加负载力矩相平衡。外加负载力矩增大时, 电动机的电磁电流也必须增大。

从前面的简单原理中进一步分析还可以看到, 当电动机旋转后, 转子绕组在定子磁场中将切割磁力线, 则会在转子绕组中产生感应电势, 其方向为对抗原电流方向, 即和外加电压极性相反, 所以称为反电势, 它的大小和转子的转速成正比, 即

$$E = k_e \omega \quad (5.4)$$

式中, E 为反电势; k_e 为电动机的反电势系数, 它也只与电动机本身的结构参数有关; ω 为电动机的转速。直流伺服电机的电枢回路有如下关系式

$$U = E + RI = k_e \omega + RI \quad (5.5)$$

式中, U 为电枢上的外加电压, 若放大器供给电枢电压时, 则指放大器输出的开路电压; R 为电枢回路的总电阻, 如由放大器供给电枢电压时, 也包括放大器的内阻; I 为电枢中的电流。

式 (5.5) 为直流伺服电机的电压平衡方程式。它的物理意义为电枢上外加电压的一部分消耗在回路的电阻上, 另一部分用来产生电动机的转速。电枢回路的电流越大, 转速越低 (外加电压一定时)。

k_e 和 k_m 都是电动机本身的结构参数, 它们之间有一定的关系, 当 k_m 单位为 $\text{kg} \cdot \text{m/A}$ 、 k_e 单位为 $\text{V}/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$ 或 k_m 单位为 $\text{N} \cdot \text{n/A}$ 、 k_e 单位为 $\text{V}/(\text{rad} \cdot \text{s}^{-1})$ 时, 两者关系如下

$$k_e = 1.025 k_m = \frac{2\pi g}{60} k_m$$

式中, g 为重力加速度, 一般情况下, k_e 和 k_m 两者可以认为近似相等。

当控制电压加在直流伺服电机上时, 由于绕组有电感, 电流并不是瞬时建立起来的。更为主要的是, 当电磁力矩克服并超过了负载力矩后, 由于电动机轴上的惯量 (包括负载的惯量), 电动机的转速也不是瞬间建立起来的, 前者称为电动机的电磁时间常数, 主要和绕组的电感有关; 后者称为电动机的电机时间常数, 主要和电动机轴上的转动惯量有关。电磁时间常数一般用 T_a 表示, 电动机时间常数一般用 T_M 表示, 通常 T_M 远大于 T_a 。考虑了绕组电感和电动机惯量后, 电动机的平衡方程式为

$$\begin{cases} U = E + Ri + L_a \frac{di}{dt} \\ M = k_m i \\ M - M_c = J \frac{d\omega}{dt} \end{cases} \quad (5.6)$$

式中, L_a 为回路电感; J 为电动机轴上的转动惯量; i 为电枢回路中的瞬时电流; ω 为电动机的瞬时转速。其他符号同前。

经整理得

$$\frac{JL_a}{k_e k_m} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{JR}{k_e k_m} \frac{d\omega}{dt} + \omega = \frac{U}{k_e} - \frac{R}{k_e k_m} M_e \quad (5.7)$$

或写成

$$T_M T_a \frac{d^2 \omega}{dt^2} + T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_n \quad (5.8)$$

式中, T_M 为电动机时间常数; T_a 为电磁时间常数; ω_n 为稳态转速。它们满足如下关系式

$$\begin{aligned} T_M &= \frac{JR}{k_e k_m} \\ T_a &= \frac{L_a}{R} \\ \omega_n &= \frac{U}{K_e} - \frac{RM_e}{K_e K_m} \end{aligned}$$

一般直流伺服电机都满足 $T_a \ll T_M$, 则式 (5.8) 可简化为

$$T_M \frac{d\omega}{dt} + \omega = \omega_n \quad (5.9)$$

实际应用中直流电动机有两种控制方式。一种情况: 从式 (5.3) 中可以看到, 电动机电枢回路中的电流与负载力矩成正比, 因此, 如果系统需要控制力矩时, 可用控制电动机的电流来实现, 也称电流控制。

另一种情况: 从式 (5.4) 中可以看到, 外加电压在平衡了负载力矩 (稳定时, 电磁力矩等于负载力矩) 后, 电压和转速也成正比关系, 所以系统如果需要控制转速时, 可用控制电动机的电压来实现, 也称电压控制。

5.3.2 直流伺服电机的驱动

直流伺服电机采用直流供电, 为调节电动机转速和方向, 需要对其直流电压的大小和方向进行控制。目前常用驱动方式有晶体管脉宽调速驱动和晶闸管直流调速驱动两种方式。晶闸管直流调速驱动方式, 主要通过调节触发装置控制晶闸管的触发延迟角 (控制电压的大小) 来移动触发脉冲的相位, 从而改变整流电压的大小, 使直流电动机电枢电压的变化易于平滑调速。由于晶闸管本身的工作原理和电源的特点, 导通后是利用交流 (50 Hz) 过零来关闭的, 因此在低整流电压时, 其输出是很小的尖峰值 (三相全波时每秒 300 个) 的平均值, 从而造成电流的不连续性。而采用晶体管脉宽调速驱动系统, 其开关频率高 (通常达 2000~3000 Hz), 伺服电机构能够响应的频带范围也较宽, 与晶闸管相比, 其输出电流脉动非常小, 接近于纯直流。

由于脉宽调制 PWM 式功率放大器中的功率元件, 如双极性晶体管或功率场效应管 MOSFET 等工作在开关状态, 因而功耗低。在直流随动系统中, 常用的是双极性或单极性工作制的 PWM 放大器。

1. 单极性 PWM 放大器

(1) 单极性脉宽调制 (PWM) 直流调速驱动系统原理如图 5.23 所示。其中 VT_1 、 VT_2 、 VT_3 、 VT_4 是做开关用的大功率晶体管, VD_1 、 VD_2 、 VD_3 、 VD_4 称为续流二极管。在电枢同一侧的晶体管 VT_1 和 VT_2 其基极控制电压相反, 使 VT_1 、 VT_2 工作在交替的开关状态。电枢

另一侧的 VT_4 处于饱和导通状态, VT_3 工作在截止状态, 当需要改变输出电压极性时, 可令 VT_1 截止, VT_2 饱和, VT_3 、 VT_4 交替工作。L 为电枢串接的平波电抗器。

下面分析电路的工作: 在 $0 < t < t_1$ 区间, 晶体管 VT_1 、 VT_4 同时导通, 电源电压加在电枢两端, 电枢电流 I 经 VT_1 、 VT_2 沿回路①流通 (见图 5.23), 电源输出能量给电动机, 同时电枢电流上升, 电枢电感 L 储存能量。电压及电流波形如图 5.24 所示, 在同一周期的另一区间 ($t_1 < t < T$), VT_1 截止, 电动机与电源断开, 这是电枢电流减小, 电枢电感释放能量, 并经 VT_4 、 VD_2 沿回路②闭合。下一个周期重复上述过程。

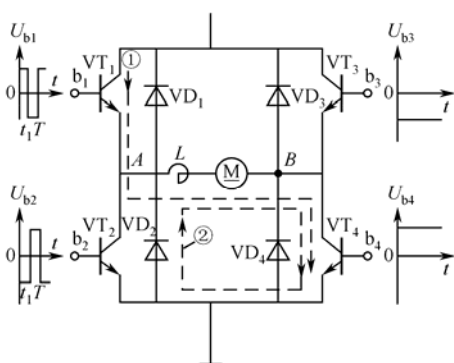


图 5.23 单极性 PWM 直流调速驱动系统原理

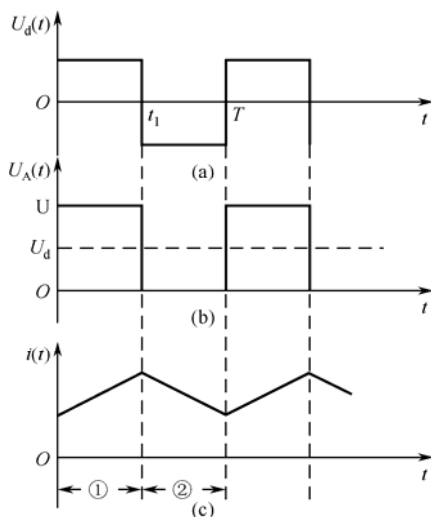


图 5.24 单极性 PWM 放大器的电压、电流波形

若将 VT_1 导通时间 t_1 减小, 即截止时间加长, 以 VT_1 刚截止的时间 t_1 为讨论起点, 在 $t_1 < t < T$ 区间, 在自感电势的作用下, 电枢电流经 VT_4 、 VD_2 沿回路②闭合, 当电流减小到零时, VT_1 尚未导通, 在反电势 E 尚未作用下, 电枢电流经 VT_2 — VD_4 — VT_2 的集电极闭合, 电流反向上升, 在电流感储存能量, 一直到 VT_2 截止。在电枢自感电势及反电势 E 的作用下, 电流仍有负值, 但由于此时的电源经 VD_1 、 VD_4 正向加在 A、B 的两端, 电流不断减小, 当电枢电流减到零时, VT_1 导通电源电压经 VT_1 、 VT_4 正向加在电源两端, 电枢电流经 VT_1 、 VT_4 沿回路①流动电流上升到 VT_1 截止, 下个周期重复上述过程。图中的二极管为续流二级, 当 K 断开时, 由于电感 L 的存在, 电动机的电枢电流 I_a 可通过它形成回路而继续流动, 因此尽管电压成脉动状, 而电流还是连续的。

(2) 单极性 PWM 放大器特性分析

① 输入输出特性。

PWM 放大器可以由脉冲调制器和晶体管开关放大器组成。脉宽调制器的任务是将 PWM 输入端的控制电压 U_i 变成方波电压输出。在一个周期 T 内, 脉冲宽度 t_1 用占空比系数 $\rho = \frac{t_1}{T}$ 来表示, ρ 是输入控制电压 U_i 的函数, 由于调制频率较高, 在一个开关周期 T 内, 可以认为 U_i 是常数, 输入控制电压 U_i 可用信号系数 γ 来表示。

$$\gamma = \frac{U_i}{|U_{i\max}|}$$

式中, $U_{i\max}$ 是输入控制电压 U_i 的最大值, 脉冲调制器的输入输出特性常用输出脉冲的占空系数 ρ 和输入控制电压的信号系数 γ 来表示, 如图 5.25 所示, 图中 1、2 为单极性电路特性, $\rho = \gamma$ 、 $\rho = -\gamma$; 3 为双极性电路特性, $\rho = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\gamma$ 。从图 5.25 可见, 当 $\gamma = 0$ 表示控制电压为 0, 电动机和电源断开; $\gamma = 1$ 时, 表示控制电压最大, VT_1 、 VT_4 一直处于饱和状态, 电动机和电源一直接通; $0 < \gamma < 1$ 表示在一个周期 T 内, t_1 以前 VT_1 、 VT_4 是导通的, 电动机和电源接通, t_1 到 T 区间, VT_1 是截止的, 电动机与电源断开。由于调制器的线性关系, 故 $t_1 = \gamma T = \rho T$ 。

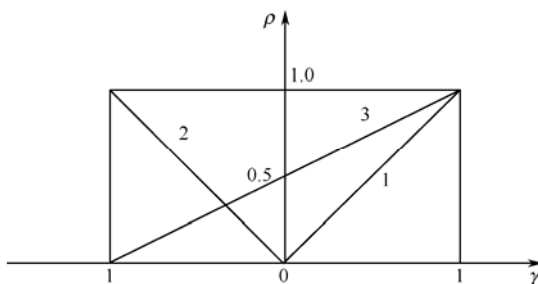


图 5.25 脉宽调制器输入输出特性

② 单极性 PWM 的电压关系。

设单极性 PWM 放大器的输出电压为 $U_d(t)$, 从图 5.25 可写出

$$U_d(t) = \begin{cases} U, & 0 \leq t < t_1 \\ 0, & t_1 \leq t < T \end{cases}$$

将 $U_d(t)$ 展成傅里叶级数, 经整理得

$$\begin{aligned} U_d(t) &= U_{do} + \sum_{n=1}^{\infty} U_{dn} \cos(2\pi n f + \phi_n) \\ &= K U_i + \sum_{n=1}^{\infty} U_{dn} \cos(2\pi n f + \phi_n) \end{aligned}$$

式中, U_{do} 为输出电压平均值, 其值为

$$U_{do} = \frac{1}{T} \int_0^T U dt = \frac{t_1}{T} U = \gamma U = \rho U = K U_i$$

式中, K 为 PWM 放大器的放大系数, 其值为 $K = U/U_{i\max}$, 提高直流电源电压 U_i 可以提高 PWM 放大器的电压放大系数; f 为开关频率, $f = 1/T$; U_{dn} 为傅里叶级数的系数, $n = 1, 2, \dots, 8$ 。

③ 单极性 PWM 放大器的电流关系。

在 $0 \leq t < t_1$ 区间, 电动机和电源接通; $t_1 \leq t < T$ 期间, 电动机和电源断开, 并经过 VT_2 、 VD_4 自成回路。描述一个周期内两种工作状态下的电路方程如下。

$$\begin{cases} U = i_1 R_a + L \frac{di_1}{dt} + E, & 0 < t < t_1 \\ 0 = i_2 R_a + L \frac{di_2}{dt} + E, & 0 < t < T - t_1 \end{cases}$$

式中, R_a 、 L 分别为电枢回路中的电阻和电感, 求解上面方程组, 得

$$i_1(t) = I_1 - I \left[\frac{1 - e^{-\frac{T-t_1}{T_a}}}{-T/T_a} \right] e^{-\frac{t}{T_a}}, 0 \leq t < t_1 \quad (5.10)$$

$$i_2(t) = I \left[\frac{1 - e^{-\frac{T-t_1}{T_a}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_a}}} \right] e^{-\frac{t}{T_a}} - I_2, 0 \leq t < T - t_1 \quad (5.11)$$

式中, $I_1 = U - E/R_a$; $I_2 = E/R_a$; I 为电动机的启动电流, 其他值为 $I = I_1 + I_2 = U/R_a$; T_a 为电枢回路电磁时间常数, 其值为 $T_a = L/R_a$ 。

电枢电流 $i_1(t)$ 、 $i_2(t)$ 的波形如图 5.26 所示。电枢电流的最大值为 $I_{\max} = i_2(0)$, 电枢电流的最小值 $I_{\min} = i_1(0) = i_2(T - t_1)$, 即

$$I_{\max} = I \left[\frac{1 - e^{-\frac{t_1}{T_a}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_a}}} \right] - I_2 \quad I_{\min} = I \left[\frac{1 - e^{-\frac{t_1}{T_a}}}{1 - e^{-\frac{T}{T_a}}} \right] e^{-\frac{T-t_1}{T_a}} - I_2$$

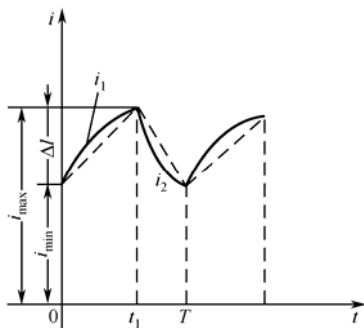


图 5.26 电枢电流的波形

电枢电流的脉动量 $\Delta I = i_{\max} - i_{\min}$, 当 $\gamma = 0.5$ 时, ΔI 达最大, 可以推出

$$\Delta I_{\max} = \frac{I}{4T_a f} \quad (5.12)$$

从而可知, 电枢电流的脉动量正比于电动机启动电流 I , 反比于电枢回路的时间常数 T_a 和开关放大器的频率 f 。

2. 双极性 PWM 放大器

(1) 双极性 PWM 放大器的典型电路及工作原理

双极性 PWM 放大器的典型电路如图 5.27 所示。VT₁、VT₄ 的基极控制电压相位、幅值相同, 即 $U_{b1} = U_{b4}$; VT₂、VT₃ 的基极控制电压相位和幅值也相同, $U_{b2} = U_{b3}$, 但是 $U_{b1} = U_{b4} = -U_{b2} = -U_{b3}$ 。显然, 在工作时, 晶体管 VT₁ 和 VT₄ 为一组, VT₂ 和 VT₃ 为另一组。若称 VT₁、VT₄ 正组, 则称 VT₂、VT₃ 负组, 反之亦然。正负组晶体管是交替工作的, 在一个开关周期 T 内, 若正组管子导通时间长, 电枢两端的电压为正, 即电枢电流从 A 端输入, 从 B 端流出, 当励磁一定时, 电动机将正转。若反组管导通时间长, 则电枢两端的平均电压为负, 电动机将反转。两组管子导通时间一样长时, 则电动机端电压的平均值为零, 电动机

静止不动。这种控制方式的输出电压是双极性的脉冲电压，其波形如图 5.28 所示。输出电压平均值为

$$U_{do} = \frac{1}{T} \int_0^t U dt - \frac{1}{T} \int_{t_1}^T U dt = U \left(2 \frac{t_1}{T} - 1 \right)$$

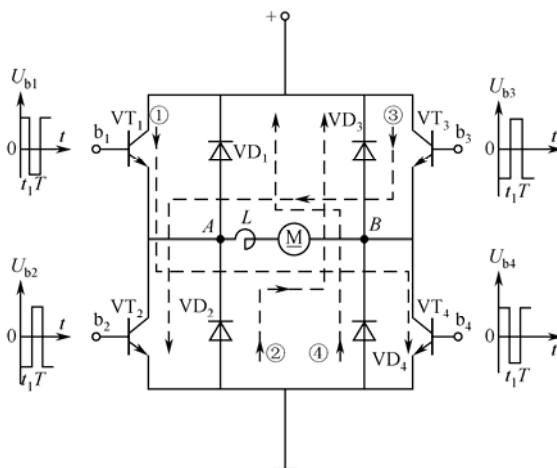


图 5.27 双极性 PWM 直流调速驱动系统原理

下面以正转时的电压、电流波形为例说明电路的各种工作情况。如图 5.28(a)，以 t_1 时刻为讨论起点， VT_2 、 VT_3 刚截止，在自感电势作用下，电枢电流经 VT_2 、 VT_3 电源沿回路②减小到零。当电流减到零时， VT_1 、 VT_4 仍是截止的， VT_2 、 VT_3 导通，电源电压 U 反向加在电枢 A 、 B 两端。电流沿回路③流动，电流反向增加，一直到 VT_2 、 VT_3 截止。

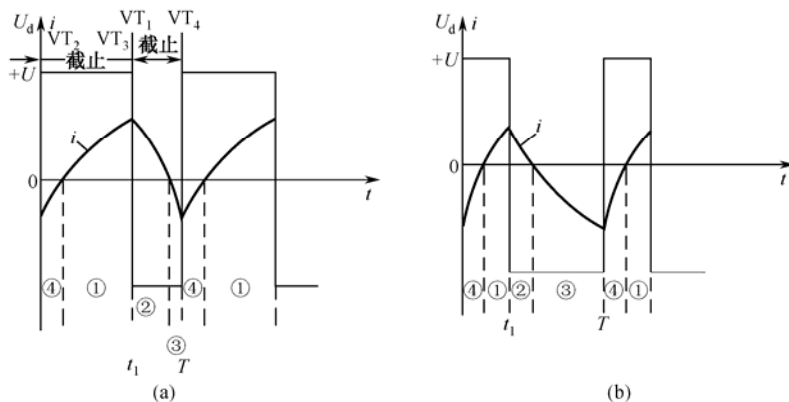


图 5.28 双极性 PWM 驱动器电压、电流波形

在 $0 \leq t < t_1$ 区间， VT_2 、 VT_3 刚截止，在自感电势及反电势的作用下，电枢电流经 VD_1 、 VD_4 及电源流通，见回路④，电流仍为负值。当反向电流为零时，由于 VT_1 、 VT_4 导通，电源电压 U 正向加在电枢 A 、 B 两端，电源输出能量，电流由零增大，见回路①，电枢电感储存能量，当 VT_1 、 VT_4 截止时，又重复上述过程。

如果正转控制电压突然变窄，平均电流减小。如果 VT_1 、 VT_4 控制脉冲的宽度小于 VT_2 、 VT_3 控制脉冲的宽度，电动机将反转，电枢电流的平均值变为负值，如图 5.28(b) 所示。

5.3.3 直流伺服电机的选择

直流伺服电机的选择设计,要根据机电一体化系统对伺服驱动系统的具体要求来选择合适的直流伺服电机。对于小型、质量轻而运动灵活的工作台,如印制电路板钻孔机床,可以选用小惯量直流伺服电机,其电机时间常数都很小、动态性能好。除此之外,一般应选用直流力矩伺服电机(直流大惯量伺服电机)。直流力矩伺服电机(简称力矩电动机)的特点:转动惯量大,启动转矩大(启动电流可为额定电流的10倍),因而转矩-惯量比高;低速运行时转矩大,运行平稳。这就使力矩电动机不经过齿轮副而与滚珠丝杠直接相连成为可能,不但节省齿轮减速机构,而且可以提高控制精度。因而,直流伺服电机的选用主要是力矩电动机的选用。选择伺服电机时,主要应考虑转矩和惯量两个方面:一是其稳态转矩和动态转矩应满足要求;二是折合到电动机轴上的负载总转动惯量最好不大于或等于电动机的转动惯量。

1. 稳态转矩要求

(1) 当电动机带动负载在整个调速范围内稳定运行时,折算到电动机轴上的转矩应小于电动机的连续额定转矩,即工作在速度-转矩特征曲线的连续工作区。

(2) 当电动机处于低速运行或重载荷运行时,电动机可工作在连续工作区。此时应根据载荷工作特性,计算电动机重载工作时间等参数。先根据实际的重负载转矩 T'_L 和电动机的连续额定转矩 T_r 求出过载倍数 T_d

$$T_d = \frac{T'_L}{T_r} \quad (5.13)$$

然后根据实际的所带重负载的时间 t_R 在该电动机的载荷工作周期曲线中找到重载与时间比 d , 再根据下式计算轻载时间 t_F

$$t_F = t_R \left(\frac{100}{d} - 1 \right) \quad (5.14)$$

这样,使用该电动机工作在低速或重载荷运行时,就应当限制在重载时间 t_R 以内,必须有 t_F 以上的轻载荷时间,才能保证该电动机的正常运行。

2. 动态转矩要求

在动态过程中,如启动和加速过程中,电动机应满足机电一体化伺服系统的动态性能。此时,主要是计算出加速转矩 T_a 。在启动时启动转矩 T_s 应为

$$T_s = T_L + T_a + T_f \quad (5.15)$$

式中, T_L ——负载力矩;

T_a ——加速转矩;

T_f ——静摩擦力矩,是电动机给定的参数。

例如:若加速过程是一个线性过程,则 $\frac{d\omega}{dt}$ 为常数,因而加速度力矩 T_a

$$\omega = \int \frac{T_a}{J} dt \text{ 及 } \omega_m = \int_0^h \frac{T_a}{J} dt = \frac{T_a}{J} t_a \quad (5.16)$$

式中, ω_m ——最高角速度;

t_a ——从零加速到 ω_m 的时间；

T_a ——加速度力矩。

J 为电动机的转动惯量与折算到电动机轴上的负载转动惯量之总和。

可以求得
$$T_a = \frac{J}{t_a} \omega_m \quad (5.17)$$

或
$$T_a = \frac{2\pi J}{60t_a} n_m \quad (5.18)$$

式中, n_m 为最高转速 (r/min)。

求出 T_a 以后, 就可根据式 (5.15) 求出总的启动力矩 T_s 。

3. 在频繁启、制动或负载经常变化时转矩均方根值小于电动机的额定转矩

当电动机处于频繁启、制动或负载经常变化时, 电动机的发热比较严重。应根据等热效应准则, 使转矩的均方根值小于电动机的额定转矩

$$\sqrt{\frac{1}{\tau} \int \tau T_t^2 dt} < T_T \quad (5.19)$$

式中, τ ——整个工作时间或一个周期的时间；

T_t ——瞬时转矩；

T_T ——连续额定转矩。

5.4 交流伺服电机

5.4.1 交流伺服电机工作原理

在这里以感应式交流电动机为例来介绍交流伺服电机的工作原理。感应式交流电动机有一个能产生旋转磁场的定子和一个金属圆筒形 (或金属圆条形) 转子。当转子处在旋转磁场中时, 相当于转子不断地切割磁场 (更确切地说, 是旋转磁场不断地切割磁场), 设定子的磁场以逆时针方向旋转, 如图 5.29 所示, 则转子相当于以逆时针方向切割磁力线。若把金属圆筒形转子视为由很多根金属条组成, 则根据电磁感应定律可知, 圆筒的上半周金属条中产生向里的感应电势, 下半周金属条中产生向外的感应电势 (均垂直于纸面), 在金属条形成的感应电流和感应电势方向相同。此感应电流与磁场将产生磁力, 由右手定理, 电磁力 F 的方向在转子的上半周向左, 转子在此电磁力作用下, 也将以逆时针方向 (与旋转磁场相同的方向) 旋转。当定子的旋转磁场反方向旋转时, 转子也将跟着以反方向旋转。

转子的旋转方向与旋转磁场的旋转方向相同, 其旋转速度 n 可表达为

$$n = \frac{60f(1-s)}{p} = (1-s)n_0 (r/min)$$

式中, f 为交流电源频率; p 为磁极对数; n_0 为电动机空载转速 ($n_0 = \frac{60f}{p}$); s 为转差率

($s = (n_0 - n)/n_0$)。

由图 5.29 所示的交流电动机的简单原理可以看出, 交流伺服电机有以下几个特点:

(1) 交流伺服电机首先要有一个旋转磁场。旋转磁场是由定子上两个在空间上互相垂直的绕组中通以在相位上相差 90° 的交流电产生的。交流电的圆频率就是旋转磁场的旋转速度 (当定子上只有一对磁极时)。

(2) 使转子旋转的电磁力是转子在旋转磁场中感应电流与旋转磁场产生的, 所以这种原理的交流电动机通常也称为感应电动机。

(3) 转子的旋转速度总是“跟不上”旋转磁场的速度。因为如果“跟上了”, 则转子和旋转磁场之间就没有相对运动, 也就不再切割磁力线, 感应电流和推动转子旋转的电磁矩也将消失, 转子在负载力矩及摩擦力等作用下将会慢下来, 转子一慢下来, 又将切割磁力线, 产生感应电流和电磁力矩, 使转子又快速旋转起来, 直至产生的电磁力矩与负载力矩相平衡。这时转子达到稳定转速, 该转速与旋转磁场的旋转速度总有一个差值, 因此, 这种原理的交流电动机常称为异步电动机。

从交流伺服电机的原理可知, 两个在空间上互相垂直的定子绕组通以幅值相等 (当两个绕组的匝数相同时)、相位相差 90° 的交流电, 就可以产生圆形旋转磁场。实际应用时, 其中一台绕组用来作为控制绕组, 通过改变绕组中的电压或电流来实现其控制。因此, 一般来说, 这台定子绕组并不满足产生圆形磁场的条件, 也就是说, 它产生的并不是圆形旋转磁场, 而是椭圆形旋转磁场。经分析, 椭圆形旋转磁场可以分解成方向相反、大小不同的两个圆形磁场。因而使得交流伺服电机的各种关系更为复杂, 非线性更严重, 效率也更低。如某台直流伺服电机的效率为 75%, 而与之输入功率差不多的交流伺服电机的最高效率不超过 35%, 所以交流伺服电机只能用在小功率系统中, 带动小的负载。

交流电动机包括同步型和感应型电动机, 其基本原理是检测 SM (同步) 型和 IM (感应) 型的气隙磁场的大小和方向, 用电力电子变换器代替整流子和电刷, 并通过与气隙磁场方向相同的磁化电流和与气隙磁场方向垂直的有效电流来控制其主磁通量和转矩。

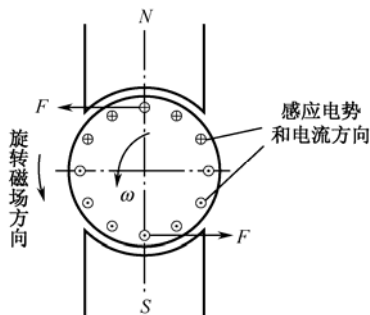


图 5.29 交流电动机工作原理

5.4.2 交流伺服电机驱动与控制

根据公式:

$$n_0 = \frac{60f(1-s)}{p} (r/min)$$

感应式电动机的速度控制有 3 种方法。

- (1) 改变加在电动机上的电源频率 f 。
- (2) 改变转差率 s , 即改变加在电动机上的电源电压。
- (3) 改变电动机的磁极对数 p 。

电动机的磁极对数可以制成 1 对、2 对、3 对……, 这在电动机出厂时已确定, 因此, 改变电动机磁极对数的速度控制方法是有级速度控制, 用于电动机速度非连续变化控制要求的场合, 本节主要介绍其他两种。

1. 改变定子电压的速度控制

根据电动机的机械特性, 改变输入电压时, 其机械特性曲线为一曲线族。改变感应电动机的定子端电压, 就可以实现对电动机转速的控制, 其基本原理是利用电动机转差率的变化来达到控制速度的目的。控制定子电压调速的优点是:

(1) 速度控制范围为 1:10。

(2) 可以进行制动控制(定子绕组中通入直流电流或通入相序反向的交流电流)。

其缺点是由于转子输入功率与负载转矩成比例, 恒转矩负载时, 由于转矩与速度无关, 所以转子损失与转差率 s 成正比。因此, 随着转速的降低, 损失增加, 效率降低。

2. 定子频率控制

随着半导体功率器件、微处理器技术的进步, 交流变频技术得到迅速发展, 通过改变感应式交流电动机的定子的输入电源频率来达到调速控制的目的, 已在工业生产中日益得到广泛的应用。定子频率控制的基本原理是通过调节输入到交流电动机定子的电压(或电流)的频率和幅值来控制交流电动机的转速, 以满足实际工作的要求。

定子频率控制一般采用三相感应式交流电动机, 以控制其平均转矩, 达到交流电动机速度控制的目的。根据控制原理不同, 交流电动机的定子频率控制一般分为转差频率控制和 V/f (电压—频率比) 控制两种。

在交流变频调速控制中, 用变频器进行“功率变频”。但变频的同时也必须协调地改变电动机的端电压, 否则电动机将出现过励磁或欠励磁, 这是众所周知的。为此, 用于交流电气传动中的变频器实际上是电压(Variable Voltage, VV)变频(Variable Frequency, VF)器, 即 VVVF。所以, 通常也把这种变频器称为 VVVF 装置或 VVVF。与此对应的, 还有定压(CV)定频(CF)变频器, 简称 CVCF 装置或 CVCF, 通常作为定压定频电源使用。CVCF 可以认为是 VVVF 固定于某一点运行时的一种特殊情况。

VVVF 控制技术分为两种, 一种是把 VV 与 VF 分开完成, 如图 5.30 所示。图 5.30(a)是在把交流电整流为直流电的同时进行相控调压, 而后逆变为可调频率的交流电; 图 5.30(b)则是把交流电整流为直流电之后用 PWM 放大器调压, 然后再将直流逆变成可调频的交流。

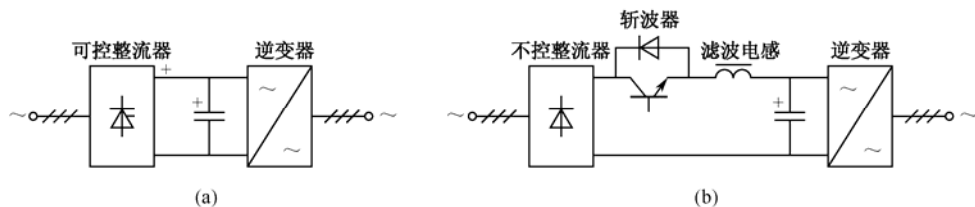


图 5.30 VVVF 控制

总之, 图 5.30 中, 前面的环节用来改变直流电压的幅值, 后面的环节用来改变频率。这种前后分开控制的 VVVF 控制技术称为脉冲幅值调制(Pulse Amplitude Modulation)方式, 简称 PAM 方式。另一种是将 VV 与 VF 集中于逆变器一起来完成的, 即前面为不可控整流器, 中间直流电压恒定, 而后由逆变器既完成变频又完成变压, 如图 5.31 所示。这种控制技术称为脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation)方式, 简称 PWM 方式。

在VVVF控制技术发展的早期均采用PAM方式,这是由于当时的半导体器件是普通晶闸管等半控型器件,其开关频率不高,所以逆变器输出的交流电压波形只能是方波。而要使方波电压的有效值随输出频率的变化而改变,只能靠改变方波的幅值,即只能靠前面的环节改变中间直流电压的大小。随

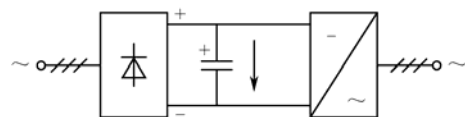


图 5.31 PWM 方式

着全控型快速半导体开关器件BJT、IGBT、GTO等发展,才有可能发展为PWM方式。这时,整流器无须控制,简化了电路结构,而且由于全波整流代替了相控整流,因而提高了输入端的功率因素,减小了高次谐波对电网的影响。此外,由于输出电压波形由方波改进为PWM波,减小了低次谐波,从而解决了电动机在低频区的转矩脉动问题,也降低了电动机的谐波损耗和噪声。尽管如此,由于大功率、高电压的全控型开关器件GTO的价格还较高,所以,为了降低成本,在数十千瓦以上的大功率变频器中,有时仍需要以普通晶闸管为开关器件的PAM方式。

至于PWM控制技术(又称PWM波生成法、PWM法)又有许多种,并且还在不断发展中。但从控制思想上分,可以把它们分成四类,即等脉宽PWM法、正弦波PWM法(SPWM法)、磁链追踪型PWM法和电流追踪型PWM法。

等脉宽PWM法是为了克服PAM方式中逆变器部分只能输出频率可调的方波电压而不能调压的缺点而发展来的,是PWM法中最为简单的一种。它每一脉冲的宽度均相等。改变脉冲列的周期可以调频,改变脉冲的宽度或占空比可以调压,采用适当控制方法即可使电压与频率协调变化。其缺点是输出电压中除基波外,还包含较大的谐波分量。

SPWM法是为了克服等脉宽PWM法的缺点而发展来的。它从电动机供电电源的角度出发,着眼于如何产生一个可调频调压的三相对称正弦波电源。具体方法如图5.32所示。

SPWM法是以一个正弦波作为基准波(称为调制波),用一系列等幅的三角波(称为载波)与基准正弦波相交(见图5.32(a)),由它们的交点确定逆变器的开关模式:当基准正弦波高于三角波时,使相应的开关器件导通;当基准正弦波低于三角波时,使开关器件截止。由此,使逆变器的输出电压波为图5.32(a)所示的脉冲列。其特点是,在半个周期中等距、等幅(等高)、不等宽(可调),总是中间的脉冲宽,两边的脉冲窄,各脉冲面积与该区间正弦波下的面积成比例,这样,输出电压中低次的谐波分量显然可以大大减小。

还有许多与上述SPWM法类似的PWM法,如梯形波与三角波相交的方法,马鞍形波与三角波相交的方法等。它们的着眼点都在于如何使变频器的输出电压更好地获得三相对称的正弦波。因而,这些方法都可以认为是SPWM法的派生方法,可归入SPWM法一类。

磁链追踪型PWM法与SPWM法不同,它是从电动机的角度出发的,着眼点在于如何使电动机获得圆磁场。它是以三相对称正弦波电压供电时交流电动机的理想磁链圆为基准,用逆变器不同开关模式所产生的实际磁链矢量来追踪基准磁链圆,由追踪的结果决定出逆变器的开关模式,形成PWM波。当然,这样形成的PWM波也必然是三相对称的正弦波。

SPWM法与磁链追踪PWM法,由于着眼点不同,所建立的数学模型也完全不同。磁

链追踪型 PWM 法的数学模型是建立在电动机统一理论、电动机轴系坐标变换理论基础上的。它把电动机视为一个整体加以处理, 所得数学模型简单, 便于由微机实现实时处理, 从而可使控制系统结构简单, 实时性强, 能获得更好的性能。

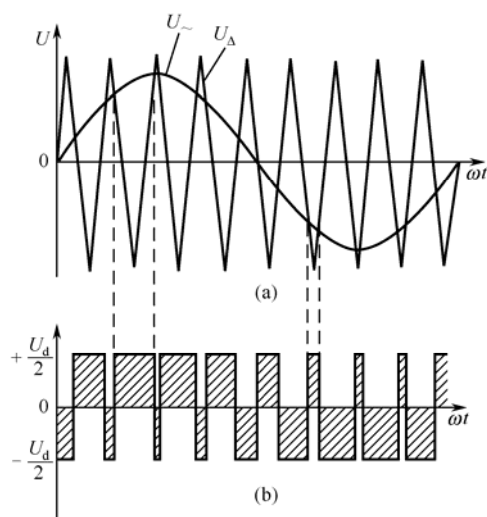


图 5.32 SPWM 法

上述三种 PWM 法都是控制输出电压的电压源逆变器, 而电流跟踪型 PWM 法虽然也采用电压源逆变器, 却是控制输出电流的。其基本思想是将电动机定子电流的检测信号与正弦波电流给定信号用比较器进行比较, 如果实际电流大于给定值, 则通过逆变器的开关动作使之减小, 反之使之增大。这样, 实际电流波形围绕给定的正弦波做锯齿状变化, 而且开关器件的开关频率越高, 电流波动就越小。使用这种方法, 电动机的电压数学模型改成电流模型, 可使控制简单, 动态响应加快, 还可以防止逆变器过电流。因而, 近年来在交流调速和伺伺系统中使用这种 PWM 控制方法的也较多。

5.4.3 交流伺伺电动机的选择

矢量控制技术, 使交流伺伺电机的调速性能可以和直流伺伺电机媲美。在中、大型功率应用中, 交流伺伺电机有取代直流伺伺电机的趋势。交流伺伺电机没有换向件, 过载能力强、重量轻、体积小, 适合于高速、高精度、频率启动/停止以及快速定位等场合。交流伺伺电机不需要维护, 能在恶劣的环境下工作。采用变频调速时, 能方便地获得与频率 f 成正比的转速 n , 即 $n = \frac{60f}{p}$ 。除此之外, 还能获得宽的调速范围和硬的机械特性。

图 5.33 是 FUNAC10 型交流伺伺电机的工作特性曲线。与直线伺伺电机不同的是, 交流伺伺电机只有连续工作区和断续工作区, 电动机的加减速在断续区进行。交流伺伺电机的选择方法同直流伺伺电机。

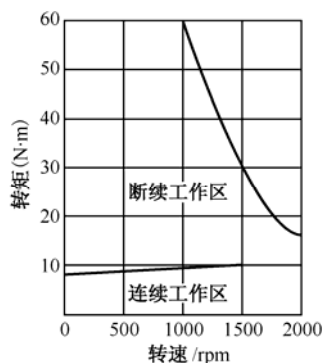


图 5.33 FUNAC10 型交流伺伺电动机的工作特性曲线

思考题

1. 直流伺伺电机电枢控制时, 始动电压指什么? 与负载转矩大小有什么关系?
2. 怎样从直流伺伺电机机械特性曲线得到调节特性曲线?

3. 在步进电机中, 什么叫三相单三拍运行、三相双三拍运行? 它们各有何特点?
4. 一台五相反应式步进电机采用五相十拍运行方式时, 步距角为 1.5° , 当控制信号脉冲频率为 3 kHz 时, 求该步进电机的转速。
5. 步进电机最大静转矩、启动转矩、运行转矩有何区别? 以某型号步进电机为例说明启动矩频特性和运行矩频特性。
6. 常用直流伺服电机有哪几种? 试分别说明它们各自的优、缺点。

第6章 机电一体化系统机电有机结合分析与设计

6.1 机电有机结合设计概述

机电一体化系统（产品）的设计过程是机电参数相互匹配即机电有机结合的过程。机电伺服系统是典型的机电一体化系统。本章将以机电伺服系统为例，说明机电一体化系统设计的一般考虑方法。

伺服系统中的位置伺服控制系统和速度伺服控制系统的共同点是通过系统执行元件直接或经过传动系统驱动被控对象，从而完成所需要的机械运动。因此，工程上是围绕机械运动的规律和运动参数对它们提出技术要求的。

在进行机电伺服系统设计时，首先要了解被控对象的特点和对系统的具体要求，通过调查研究制定出系统的设计方案。

在进行系统方案设计时，需要考虑以下方面的问题：

（1）系统闭环与否的确定

当系统负载不大，精度要求不高时，可考虑开环控制；反之，当系统精度要求较高或负载较大时，开环系统往往满足不了要求，这时要采用闭环或半闭环控制系统。一般情况下，开环系统的稳定性不会有问题，设计时仅考虑满足精度方面的要求即可，并通过合理的结构参数匹配，使系统具有尽可能好的动态响应特性。

（2）执行元件的选择

选择执行元件时应综合考虑负载能力、调速范围、运行精度、可控性、可靠性以及体积、成本等多方面的要求。一般来讲，对于开环系统可考虑采用步进电机、电液脉冲马达和伺服阀控制的液压缸和液压马达等，应优先选用步进电机。对于中小型的闭环系统可考虑采用直流伺服电机、交流伺服电机，对于负载较大的闭环伺服系统可考虑选用伺服阀控制的液压马达等。

（3）传动机构方案的选择

传动机构是执行元件与执行机构之间的一个连接装置，用来进行运动和力的变换、传递。在伺服系统中，执行元件以输出旋转运动和转矩为主，而执行机构则多为直线运动。用于将旋转运动转换成直线运动的传动机构主要有齿轮齿条和丝杠螺母等。前者可获得较大的传动比和较高的传动效率，所能传递的力也较大，但高精度的齿轮齿条制造困难，且为消除传动间隙而结构复杂；后者因结构简单、制造容易而应用广泛。

(4) 控制系统方案的选择

控制系统方案的选择包括微型机、电动机控制方式、驱动电路等的选择。常用的微型机有单片机、单板机、工业控制微型机等,其中单片机由于在体积、成本、可靠性和控制指令功能等许多方面的优越性,在伺服系统的控制中得到了广泛的应用。

此外还包括各部分之间的连接方式、系统的控制方式、所需能源形式、校正补偿方法,以及信号转换的方式等。该方案通常只是一个初步的轮廓,有了初步设计方案就要进行定量的分析计算,分析计算包括:

(1) 稳态设计计算:包括使系统的输出运动参数达到技术要求,执行元件(如电动机)的参数选择,功率(或转矩)的匹配及过载能力的验算,各主要元部件的选择与控制电路设计,信号的有效传递,各级增益的分配,各级之间阻抗的匹配和抗干扰措施等,并为后面动态设计中的校正补偿装置的引入留有余地。根据稳态设计确定的系统主回路各部分特性、参数,可建立系统的数学模型。

(2) 动态设计计算:动态设计主要是设计校正补偿装置,使系统满足动态技术指标要求,通常要进行计算机仿真,或借助计算机进行辅助设计。通过上述理论设计计算,完成的还仅是一个较详细的设计方案,这种工程设计计算一般是近似的,只能作为工程实践的基础。系统的实际电路及实际参数,往往要通过样机的试验与调试才能最后确定下来。这并不等于以上设计计算是多余的,因经过设计计算后确定的方案,考虑了机电参数的有机结合与匹配,这有利于减少盲目性,加快样机的调试与电路参数的确定,对工程实践是必需的。

此外,随着机电一体化技术的发展,机电一体化系统(产品)的自动化程度越来越高。为满足人们生活和生产安全、可靠的使用要求,在机电一体化有机结合分析与设计过程中,必须充分注意其可靠性、安全性设计要求。

6.2 机电一体化系统稳态设计考虑方法

6.2.1 负载分析

机电伺服系统的被控对象做机械运动时,该被控对象就是系统的负载,它与系统执行元件的机械传动联系有多种形式。负载的运动形式有直线运动、回转运动、间歇运动等,具体的负载往往比较复杂,为便于分析,常将它分解为几种典型负载,结合系统的运动规律再将它们组合起来,使定量设计计算得以顺利进行。

(1) 典型负载:包括惯性负载、外力负载、弹性负载、摩擦负载(滑动摩擦负载、黏性摩擦负载、滚动摩擦负载)等。具体系统的负载可能是以上一种或几种典型负载的组合。

(2) 负载的等效换算。为使执行元件的额定转矩(或力、功率)、加减速控制等,与被控对象的固有参数(如质量、转动惯量等)相互匹配,需要将被控对象相关部件的固有参数及其所受的负载(力或转矩等)等效换算到执行元件的输出轴上,即计算其输出轴承受的等效转动惯量和等效负载转矩(回转运动),或计算等效质量和等效力(直线运动)。

下面以图 6.1 所示的机床工作台伺服进给系统为例加以说明。系统由一个移动部件和 n 个转动部件组成。 M 、 v 和 F 分别为移动部件的质量(kg)、运动速度(m/s)和所受的负载

力 (N); J_j 、 n_j (ω_j) 和 T_j 分别为转动部件的转动惯量 ($\text{Kg} \cdot \text{m}^2$)、转速 (r/min 或 rad/s) 和所受负载转矩 ($\text{N} \cdot \text{m}$)。

(1) 求等效转动惯量 J_{eq}

根据能量守恒定律有:

$$\frac{1}{2} J_{\text{eq}} \omega_k^2 = \frac{1}{2} M V^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n J_j \omega_j^2$$

所以等效转动惯量为

$$J_{\text{eq}} = M \left(\frac{V}{\omega_k} \right)^2 + \sum_{j=1}^n J_j \left(\frac{\omega_j}{\omega_k} \right)^2$$

用工程上常用单位时, 可将上式改写为

$$\begin{aligned} J_{\text{eq}} &= \frac{1}{4\pi^2} M \left(\frac{V}{n_k} \right)^2 + \sum_{j=1}^n J_j \left(\frac{n_j}{n_k} \right)^2 \\ &= \frac{1}{4\pi^2} M \left(\frac{V}{n_k} \right)^2 + \sum_{j=1}^n J_j / \left(\frac{n_k}{n_j} \right)^2 \end{aligned}$$

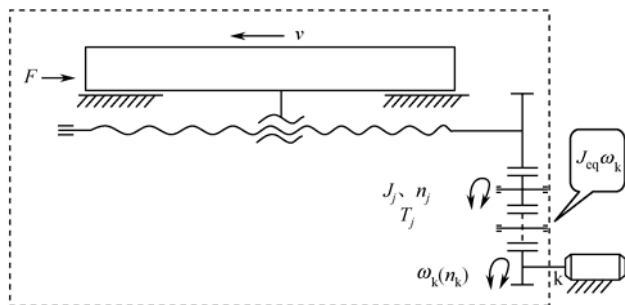


图 6.1 机床工作台伺服进给系统

移动部分为丝杠螺母传动时, 跟丝杠连接的齿轮是第 n 个齿轮, 则传动比为

$$i_{kj} = \frac{n_k}{n_j} = \frac{n_k}{n_1} \frac{n_1}{n_2} \dots \frac{n_{j-1}}{n_j} = i_{k1} i_{12} \dots i_{(j-1)j} \quad i_{j-1} \text{ 为第 } (j-1) \text{ 级传动比}$$

(2) 求等效负载转矩 T_{eq}

上述系统在时间 t 内克服负载所做功的总和等于执行元件所做功, 即:

$$T_{\text{eq}} \omega_k t = F v t + \sum_{j=1}^n T_j \omega_j t$$

所以, 等效负载转矩为

$$T_{\text{eq}} = F \left(\frac{v}{\omega_k} \right) + \sum_{j=1}^n T_j \left(\frac{\omega_j}{\omega_k} \right) \quad (v \text{ 单位: m/s, } \omega_j \text{ 单位: rad/s})$$

用工程上常用单位时, 可将上式改写为

$$T_{\text{eq}} = \frac{1}{2\pi} F \left(\frac{v}{n_k} \right) + \sum_{j=1}^n T_j \left(\frac{n_j}{n_k} \right) = \frac{1}{2\pi} F \left(\frac{v}{n_k} \right) + \sum_{j=1}^n T_j / \left(\frac{n_k}{n_j} \right) \quad (v \text{ 单位: m/min, } n_j \text{ 单位: 转/min})$$

6.2.2 执行元件的匹配选择

拟定系统方案时,要根据技术条件的要求进行综合分析,以选择与被控对象及其负载相匹配的执行元件。下面以电动机的匹配选择为例简要说明执行元件的选择方法。

电动机的转速、转矩和功率等参数应和被控对象的需要相匹配,如冗余量大,易使执行元件价格贵,使机电一体化系统的成本升高,市场竞争力下降,在使用时,冗余部分用户用不上,易造成浪费。如果选用的执行元件参数数值偏低,将达不到使用要求。所以,应选择与被控对象的需要相适应的执行元件,如转速和额定转矩。

1. 步进电机的匹配选择

(1) 转矩与惯量匹配条件

电动机轴上的总负载转矩 T_{Σ} 包括:等效负载转矩 T_{eq} (包括摩擦负载和工作负载)、等效惯性负载转矩 $T_{惯}$ 等,即

$$T_{\Sigma} = T_{eq} + T_{惯}$$

考虑到机械的总传动效率 η 时,则为保证电动机带负载能正常启动和定位停止,启动和制动转矩 T_q 应满足:

$$T_q \geq T_{\Sigma}$$

此外,推荐 $J_{eq}/J_m \leq 4$, 其中 J_m 为步进电机的最大转动惯量 ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)。

当机床工作台某轴的伺服电机输出轴上所受等效负载转矩 $T_{eq}=2.5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 等效转动惯量为 $J_{eq}=3 \times 10^{-2} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 由工作台某轴的最高速度换算为电动机输出轴角速度 ω_m 为 50 rad/s , 等加速和等减速时间 $\Delta t=0.5 \text{ s}$, 机械传动系统的总传动效率为 0.85 , 则 $T_{惯} = J_{eq} \omega_m / \Delta t = 3 \times 10^{-2} \times 50 / 0.5 = 3 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。

因此, $T_{\Sigma} = (2.5 + 3) / 0.85 = 6.471 \text{ N} \cdot \text{m}$

若选用 110BF003 反应式步进电机,其最大静转矩 $T_{j\max}=7.84 \text{ N} \cdot \text{m}$,当采用三相六拍通电方式,为保证带负载能正常启动和定位停止,电动机的启动和制动转矩应满足下列要求: $T_q \geq T_{\Sigma}$ 。

查步进电机 110BF003 的参数可知, $T_q / T_{j\max} \approx 0.87$, $T_q = 0.87 \times T_{j\max} = 6.82 \text{ N} \cdot \text{m}$, 因为 $T_q > T_{\Sigma}$, 故可选用。

根据计算的 T_{Σ} 和 J_m 可初步选择步进电机的型号,并对电动机其他的性能指标和参数进行验算,如:最快工作进给速度时电动机输出转矩校核;最快空载移动时电动机输出转矩校核;最快空载移动时电动机运行频率校核;启动频率的校核。

(2) 步距角的匹配条件

步距角的选择受脉冲当量等因素影响,应满足关系式

$$i = \alpha l_n / (360^\circ \delta)$$

式中, i ——丝杠、电动机间的齿轮传动减速比, i 是大于 1 的数;

δ ——脉冲当量,即一个脉冲步进驱动脉冲,机械装置所走过的距离;

α ——步距角;

l_n ——螺距。

当然,步距角越小,误差越小,则精度越高。

2. 直流、交流伺服电机的匹配选择

直流、交流伺服电机可根据估算功率进行预选。功率的估算公式如下：

$$P = \frac{(T_{\text{eq}} + J_{\text{eq}} \varepsilon_{\text{m}}) n_{\text{max}} \lambda}{9.55} = T_{\Sigma} \omega_{\text{max}} \lambda$$

式中, n_{max} ——电动机的最高转速 (r/min);

ω_{max} ——电动机的最高角加速度 (rad/s);

λ ——功率系数, 一般取 1.2~2, 对于小功率伺服系统可取 2.5。

在预选电动机功率后, 应进行验算。

(1) 过热验算

当负载转矩为变量时, 应用等效法求其等效转矩和等效功率, 在电动机励磁磁通 Φ 近似不变时:

$$T_{\text{eq}} = \sqrt{\frac{T_1^2 t_1 + T_2^2 t_2 + \cdots}{t_1 + t_2 + \cdots}}$$

t_1 、 t_2 为时间间隔, 在此时间间隔内的负载转矩分别为 T_1 、 T_2 , 则所选电动机的不过热条件为:

$$\begin{cases} T_{\text{N}} \geq T_{\text{eq}} \\ P_{\text{N}} \geq P_{\text{eq}} \end{cases}$$

式中, T_{N} ——电动机的额定转矩 (N·m);

P_{N} ——电动机的额定功率 (W)。

(2) 过载验算

使电动机瞬时最大负载转矩与电动机额定转矩的比值不大于某一系数, 即

$$\frac{T_{\text{max}}}{T_{\text{N}}} \leq k_{\text{m}}$$

式中, k_{m} 为电动机的过载系数, 一般电动机产品目录中给出。

6.2.3 减速比的匹配选择与各级减速比的分配

减速比主要根据负载性质、脉冲当量和机电一体化系统的综合要求来选择确定, 既要使减速比达到一定条件下最佳, 同时又要满足脉冲当量与步距角之间的相应关系, 还要同时满足最大转速要求等。当然要全部满足上述要求是非常困难的。

选择了总减速比之后, 还要合理确定减速级数及分配各级的速比, 其分配原则可参看第 2 章的内容。

6.2.4 微机与检测传感装置、信号转换接口电路、放大电路及电源等的匹配选择与设计

稳态设计过程中, 确定了执行元件与机械传动系统之后, 需要根据所拟系统的初步方案, 选择和设计系统的其余部分, 包括:

- (1) 选择或设计微机与检测传感装置;
- (2) 选择或设计信号转换接口电路、放大电路;

(3) 选择或设计电源。

各部分的设计计算,必须从系统总体要求出发,考虑相邻部分的广义接口、信号的有效传递(防干扰措施)、输入/输出的阻抗匹配。总之,要使整个系统在各种运行条件下,达到各项设计要求。

伺服系统的稳态设计要从两头入手:

- (1) 从系统应具有的输出能力及要求出发,选定执行元件和传动装置;
- (2) 从系统的精度、速度要求出发,选择和设计微机与检测装置,并确定信号的前向和后向通道。

关于微机、传感器、执行元件的选择,前面的章节已有详细的叙述,下面着重提出两点:

1. 伺服放大器的设计与选择

伺服系统放大器的设计与选择主要考虑以下几个问题:

- (1) 功率输出级必须与所用执行元件匹配,其输出电压、电流应满足执行元件的容量要求,不仅要满足执行元件额定值的需要,而且还应该能够保证执行元件短时过载、短时快速的要求。总之,输出级的输出阻抗要小,效率要高,时间常数要小。
- (2) 放大器应为执行元件(如电动机)的运行状态提供适宜条件。例如:为大功率电动机提供制动条件,为力矩电动机或永磁式直流电动机的电枢电流提供限制保护措施。
- (3) 放大器应有足够的线性范围,以保证执行元件的容量得以正常发挥。
- (4) 输入级应能与检测传感装置相匹配,即它的输入阻抗要大,以减轻检测传感装置的负荷。
- (5) 放大器应具有足够的放大倍数,其特性应稳定可靠,便于调整。

2. 电源的设计与选择

在一个系统中,所需电源一般很难统一,除了有动力电源外,还有各种类型的控制电源。系统对电源及其频率的稳定度都有一定要求:

- (1) 所使用电源应具有足够的保护措施,如过电压保护、掉电保护、过电流保护、短路保护等;
- (2) 应具有抗干扰措施,如滤波、隔离、屏蔽等;
- (3) 要有为系统服务的自检电路、显示与操作装置。

6.2.5 系统数学模型的建立

(1) 半闭环控制方式

半闭环控制系统是在开环控制系统的伺服机构中装有角位移检测装置,通过检测伺服机构的滚珠丝杠转角,间接检测移动部件的位移,然后反馈到数控装置的比较器中,与输入原指令位移值进行比较,用比较后的差值进行控制,使移动部件补充位移,直到差值消除为止的控制系统。由于半闭环控制系统将移动部件的传动丝杠螺母不包括在环内,所以传动丝杠螺母机构的误差仍会影响移动部件的位移精度,由于半闭环控制系统调试维修方便,稳定性好,目前应用比较广泛。半闭环控制系统的伺服机构所能达到的精度、速度和动态特性优于开环伺服机构,为大多数中小型数控机床所采用。一个典型的半闭环控制系统结构框图如图6.2所示。

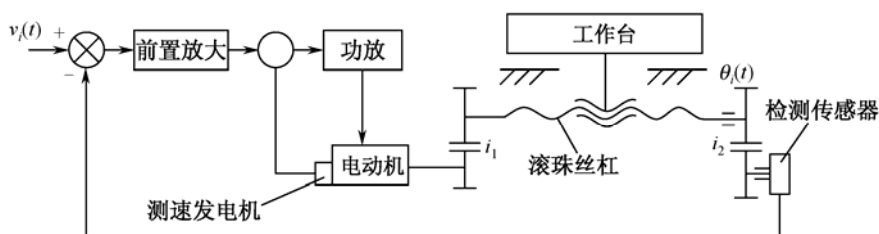


图 6.2 典型的半闭环控制系统框图

其对应的传递函数框图如图 6.3 所示。

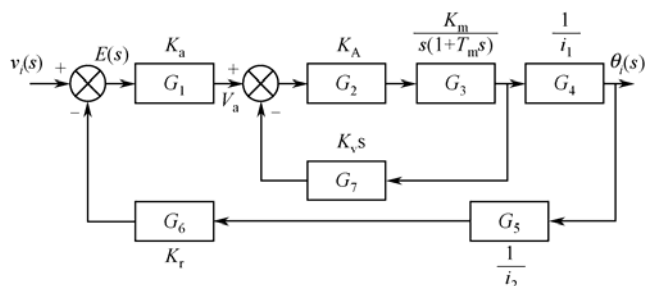


图 6.3 半闭环控制系统传递函数框图

K_a —前置放大器增益； K_A —功率放大器增益； K_m —直流伺服电机增益； K_v —速度反馈增益；

T_m —直流伺服电机时间常数； i_1 、 i_2 —减速比； K_r —位置检测传感器增益； $V_i(s)$ —输入电压的拉氏变换；

$\theta(s)$ —丝杠输出转角的拉氏变换

经框图简化计算，可得半闭环控制系统的传递函数为

$$G(s) = \frac{\theta_i(s)}{V_i(s)} = \frac{K}{T_m s^2 + (1 + K_A K_m K_v)s + K K_r / i_2} \quad \text{其中, } K = K_a K_A K_m / i_1$$

当系统受到附加外扰动转矩 T_r （如摩擦转矩）时，框图变为图 6.4：

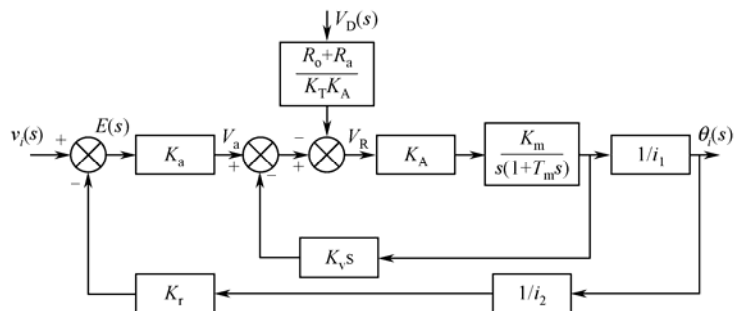


图 6.4 加入干扰后的半闭环控制系统

K_T —直流伺服电机的转矩常数； R_a —直流伺服电机转子的绕组阻抗； R_o —功率放大器的输出阻抗；

$V_D(s)$ —对应于扰动力矩的等效扰动电压的拉氏变换

则扰动与输出之间的传递函数为：

$$G_D(s) = \frac{\theta_i(s)}{V_D(s)} = \frac{K_m(R_o + R_a)/(K_T i_1)}{T_m s^2 + (1 + K_A K_m K_V)s + K K_T / i_2}$$

由上可知,在半闭环直流伺服系统中,无论是输入/输出间,还是扰动/输出间的传递函数,都是二阶振荡环节。

(2) 全闭环控制方式

在对被控制对象直进行反馈而组成的系统,构成全闭环控制系统。这种系统对工作台实际位移量进行自动检测并与指令值进行比较,用差值进行控制。其特点是定位精度高,但系统复杂,调试和维修困难,价格较贵,主要用于高精度和大型数控机床。典型的全闭环控制系统结构如图 6.5 所示。

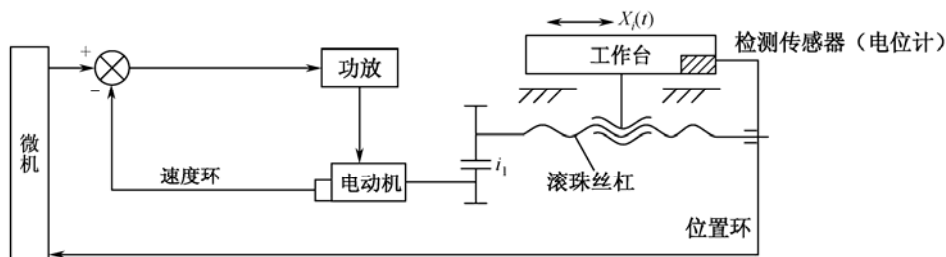


图 6.5 全闭环控制系统结构图

其对应的传递函数框图如图 6.6 所示。

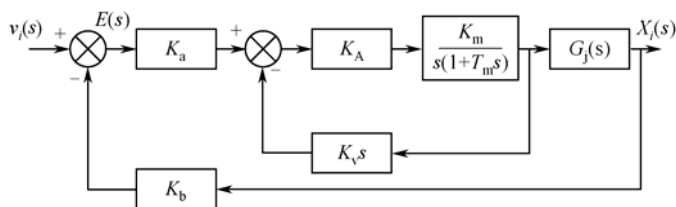


图 6.6 全闭环系统传递函数框图

经框图简化计算,可求出全闭环系统对应的传递函数为

$$G(s) = \frac{X_i(s)}{V_i(s)} = \frac{K G_j(s) i_1}{T_m s^2 + (1 + K_A K_m K_V)s + K K_b G_j(s) i_1}$$

式中, $K = K_a K_A K_m / i_1$ 。

6.3 机电一体化系统动态设计考虑方法

机电一体化系统的伺服系统的稳态设计只是初步确定了系统的主回路,还很不完善。在稳态设计基础上所建立的系统数学模型一般不能满足系统动态品质的要求,甚至是不稳定的。为此,必须进一步进行系统的动态设计。

系统的动态设计包括:选择系统的控制方式和校正(或补偿)形式,设计校正装置,将其有效地连接到稳态设计阶段所设计的系统中去,使补偿后的系统成为稳定系统,并满足各

项动态指标的要求。

控制方式：常用反馈控制方式或前馈和反馈相结合的复合控制方式等。

校正形式：工程上常用对数频率法（借助 Bode 图）和根轨迹方法进行设计。对数频率法，主要适用于线性定常最小相位系统。系统以单位反馈构成闭环，若主反馈系统不是单位反馈，需要等效成单位反馈的形式。

动态设计的一般考虑方法和步骤：该方法主要用系统开环对数幅频特性进行设计，必须将各项设计指标反映到伯德图上，并画出一条能满足要求的系统开环对数幅频特性，并与原始系统（稳态设计基础上建立的系统）的开环对数幅频特性相比较，找出所需补偿（或校正）装置的对数幅频特性。然后根据此特性来设计校正（或补偿）装置，将该装置有效地连接到原始系统的电路中去，使校正（或补偿）后的开环对数幅频特性基本上与所希望系统的特性相一致。

6.3.1 系统的校正（补偿）方法

当系统有输入或受到外部干扰时，其输出必将发生变化，由于系统中总是含有一些惯性或储能元件，其输出量也不能立即变化到与外部输入或干扰相对应的值，也就是说需要有一个变化过程，这个变化过程即为系统的过渡过程。

机电一体化系统的动态设计过程，首先要根据系统传递函数（可由理论推导或实验方法获得）分析系统过渡过程品质（响应的稳、快、准）。

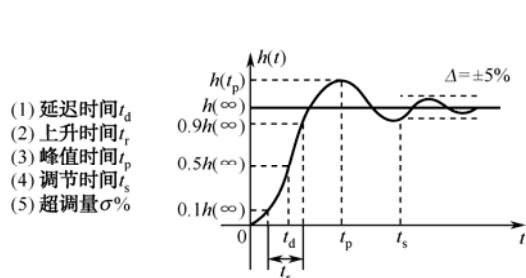


图 6.7 单位阶跃响应过渡过程曲线

系统在阶跃信号作用下，过渡过程大致有以下三种情况：系统的输出按指数规律上升，最后平稳地趋于稳态值；系统的输出发散，没有稳态值，此时系统是不稳定的；系统的输出虽然有振荡，但最终能趋于稳态值。

具体表征系统动态特性好坏的定量指标就是系统过渡过程的品质指标，可以用时域内的单位阶跃响应曲线（见图 6.7）中的参数来表示。

1. PID 调节器

当系统过渡过程性能指标不满足要求时，可先调整系统中的有关参数，如仍不能满足使用要求就需进行校正（补偿）。常用的校正网络是 PID 调节器（P-比例、I-积分、D-微分），它由运算放大器与阻容电路组成，其类型如图 6.8 所示。

（1）比例调节器（见图 6.8(a)）

$$G_c(s) = -R_2 / R_1 = -K_p$$

它的调节作用的大小主要取决于增益 K_p （比例系数）的大小。 K_p 越大，调节作用越强，但是存在调节误差。而且 K_p 太大会引起系统不稳定。

（2）积分调节器（见图 6.8(b)）

$$G_c(s) = 1 / RC = 1 / (T_i s)$$

系统中采用积分环节可以减少或消除误差，但由于积分调节器响应慢，故很少单独使用。

（3）比例-积分调节器（见图 6.8(c)）

$$G_c(s) = -(R_2/R_1)(1 + 1/R_2C) = -K_p(1 + 1/T_i s)$$

这种环节既克服了单纯比例环节有调节误差的缺点,又避免了积分环节响应慢的弱点,既能改善系统的稳定性能,又能改善其动态性能。

(4) 比例-积分-微分调节器(见图 6.8(d))

$$G_c(s) = -K_p(1 + 1/(T_i s) + T_d s)$$

式中, $T_d = R_1 C_1 R_2 C_2 / (R_1 C_1 + R_2 C_2)$; $K_p = (R_1 C_1 + R_2 C_2) / (R_1 R_2)$; $T_i = R_1 C_1 + R_2 C_2$ 。

这种校正环节不但能改善系统的稳定性能,也能改善其动态性能。但是,由于它含有微分作用,在噪声比较大或要求响应快的系统中不宜采用;PID 调节器能使闭环系统更加稳定,其动态性能也比用 PI 调节器时更好。

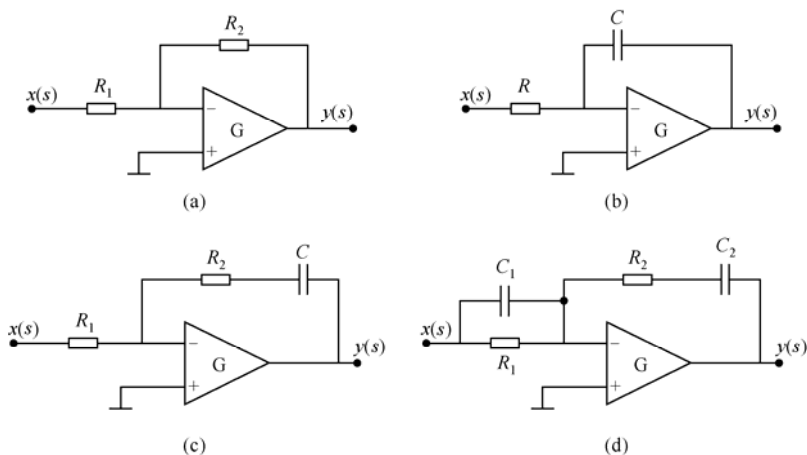


图 6.8 P-I-D 调节器类型

2. PID 调节作用分析

图 6.9 为闭环机电伺服系统结构图的一般表达形式。图中的调节器 $G_c(s)$ 是为改善系统性能而加入的。在控制系统的评价或设计中,重要的是系统对目标值的偏差和系统在有外部干扰时所产生的输出(即误差)。

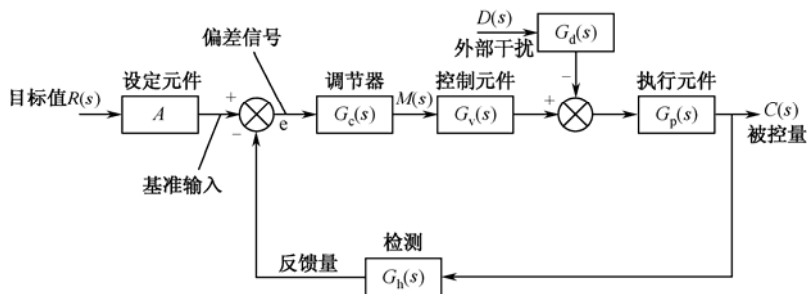


图 6.9 带有调节器的闭环伺服系统结构图

由此可写出控制系统对输入和干扰信号的闭环传递函数分别为:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{AG_c(s)G_v(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_v(s)G_p(s)G_h(s)}$$

$$\frac{C(s)}{D(s)} = \frac{G_p(s)G_d(s)}{1 + G_c(s)G_v(s)G_p(s)G_h(s)}$$

式中, $C(s)$ ——输出量拉氏变换;

$R(s)$ ——输入量拉氏变换;

$D(s)$ ——外部干扰信号拉氏变换;

$G_c(s)$ ——调节器的传递函数;

$G_v(s)$ ——控制元件的传递函数;

$G_p(s)$ ——执行元(部)件的传递函数;

$G_h(s)$ ——检测元件的传递函数;

$G_d(s)$ ——外部干扰的传递函数。

系统在输入和干扰信号同时作用下的输出为

$$C(s) = \frac{AG_c(s)G_v(s)G_p(s)}{1 + G_c(s)G_v(s)G_p(s)G_h(s)}R(s) + \frac{G_p(s)G_d(s)}{1 + G_c(s)G_v(s)G_p(s)G_h(s)}D(s)$$

调节器控制作用有三种基本形式,即比例作用、积分作用和微分作用。每种作用可以单独使用也可以组合使用,但微分作用形式很少单独使用,一般与比例作用形式或比例—积分作用形式组合使用。基本形式如表 6.1 所示,表中 m 为调节器的输出; e 为偏差信号; K_p 为比例增益; T_i 为积分时间常数; T_d 为微分时间常数。

表 6.1 PID 各种模式形式表

作用形式	符号	说 明	公 式
单项作用	P	比例	$m = K_p e$
	I	积分	$m = 1/T_i \int e dt$
两项作用	PI	比例+积分	$m = K_p [e + 1/T_i \int e dt]$
	PD	比例+微分	$m = K_p [e + T_d de/dt]$
三项作用	PID	比例+积分+微分	$m = K_p [e + 1/T_i \int e dt + T_d de/dt]$

下面讨论各种控制形式对系统产生的控制结果。

设 $G_p(s) = \frac{K_0}{T_D s + 1}$, $G_d(s) = \frac{1}{K_p}$, $G_v(s) = K_v$, $G_h(s) = K_h$

(1) 应用比例(P)调节器

系统的闭环响应为

$$C(s) = \frac{AK_0K_v \frac{K_p}{T_D s + 1}}{1 + \frac{K_0K_vK_pK_h}{T_D s + 1}}R(s) + \frac{\frac{K_p}{T_D s + 1} \frac{1}{K_p}}{1 + \frac{K_0K_vK_pK_h}{T_D s + 1}}D(s) = \frac{K_1}{\tau_1 s + 1}R(s) + \frac{K_2}{\tau_2 s + 1}D(s)$$

式中, $K_2 = \frac{1}{1 + K_0K_vK_pK_h}$; $K_1 = \frac{AK_0K_vK_p}{1 + K_0K_vK_pK_h}$; $\tau_1 = \frac{T_D}{1 + K_0K_vK_pK_h}$ 。

从以上推导知,系统加入具有比例作用的调节器时,其闭环响应仍为一阶滞后,但时间常数比原系统执行元件部分的时间常数小了,这说明系统响应快了。

当外部干扰为阶跃信号（幅值为 D_0 ）时，由干扰引起的稳态误差为

$$\begin{aligned} C_{\text{ssd}} &= \lim_{t \rightarrow \infty} C_d(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s C_d(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{K_2}{\tau_1 s + 1} D(s) \\ &= \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{K_2}{\tau_1 s + 1} \frac{D_0}{s} = K_2 D_0 \end{aligned}$$

若输入信号也为阶跃信号（幅值为 R_0 ），则用同样的方法可求出其稳态输出为：

$$C_{\text{ssr}} = \lim_{s \rightarrow 0} s C_r(s) = K_1 R_0$$

若取 $K_1=1$ ，即 $A = (1 + K_0 K_v K_p K_h) / (K_0 K_v K_p)$ ，则输出等于输入。

由以上可以看出，比例调节作用的大小，主要取决于比例系数 K_0 ， K_0 越大调节作用越强，动态特性也越好。但 K_0 太大，会引起系统不稳定。比例调节的主要缺点是存在误差。因此，对于干扰较大、惯性也较大的系统，不宜采用单纯的比例调节器。

（2）应用积分（I）调节器

系统的闭环响应应为

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{A \frac{K_v K_p}{T_i s (T_D s + 1)}}{1 + \frac{K_v K_p K_h}{T_i s (T_D s + 1)}} R(s) + \frac{\frac{1}{T_D s + 1}}{1 + \frac{K_0 K_p K_h}{T_i s (T_D s + 1)}} D(s) \\ &= \frac{\frac{A K_v K_p}{T_i T_D}}{s^2 + \frac{1}{T_D} s + \frac{K_v K_p K_h}{T_i T_D}} R(s) + \frac{\frac{1}{T_D} s}{s^2 + \frac{1}{T_D} s + \frac{K_v K_p K_h}{T_i T_D}} D(s) \end{aligned}$$

按照（1）的计算方法，系统对阶跃干扰信号的稳态响应为零，即外部干扰不会影响该控制系统的稳态输出。当目标值阶跃变化时，其稳态响应为

$$C_{\text{ssr}} = \lim_{s \rightarrow 0} s C_r(s) = \frac{A}{K_h} R_0$$

若取 $A=K_h$ ，则稳态输出值等于目标值。

积分调节器的特点是，调节器的输出值与偏差 e 存在的时间有关，只要有偏差存在，输出值就会随时间增加而不断增大，直到偏差 e 消除，调节器的输出值才不再发生变化。因此，积分作用能消除误差，这是它的主要优点。但由于积分调节器响应慢，所以很少单独使用。

（3）应用比例-积分（PI）调节器

系统的闭环响应应为

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{\frac{A K_0 K_v K_p}{T_D T_i} (T_i s + 1)}{s^2 + \frac{1 + K_0 K_v K_p K_h}{T_D} s + \frac{K_0 K_v K_p K_h}{T_D T_i}} R(s) \\ &\quad + \frac{\frac{s}{T_D}}{s^2 + \frac{1 + K_0 K_v K_p K_h}{T_D} s + \frac{K_0 K_v K_p K_h}{T_D T_i}} D(s) \end{aligned}$$

按(1)的计算方法,当外部干扰为阶跃信号时,其稳态响应为零,即外部扰动不会影响该系统的稳态输出。若目标值阶跃变化,其稳态输出为:

$$C_{ss} = \frac{A}{K_h} R_0$$

这与应用积分作用的情况相同,但瞬态响应得到了改善。由以上分析可知,应用 PI 调节器,既克服了单纯比例调节有稳态误差存在的缺点,又避免了积分调节响应慢的缺点,即稳态和动态特性都得到了改善,应用广泛。

(4) 应用比例-积分-微分(PID)器

对于一个完整的 PID 调节器,在阶跃信号作用下,首先是比例和微分作用,使其调节作用加强,然后再进行积分,直到最后消除误差为止。因此,采用 PID 调节器无论是从稳态,还是从动态的角度来说,调节品质均得到了改善,从而使用 PID 调节器成为一种应用最为广泛的调节器。由于 PID 调节器含有微分作用,所以噪声大或要求响应快的系统最好不要使用。

实际数字 PID 的调整方法:试凑法、实验经验法、积分分离 PID 算法、模糊控制 + PID 算法。

3. 局部反馈校正

在机电伺服系统中,执行元件系统是显著的非线性环节,它严重影响系统的稳定性。为改善这种状况,常采用电流负反馈或速度负反馈。

在其中加入测速发电机进行速度反馈就是局部负反馈的实例之一,如图 6.10 所示。

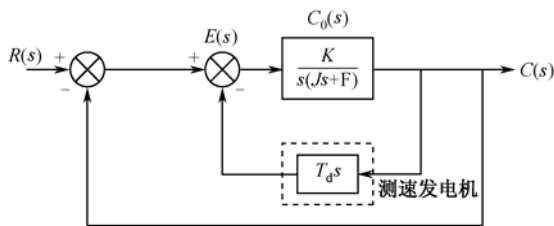


图 6.10 速度反馈校正框图

设被控对象的传递函数为 $G_0(s) = \frac{K}{s(Js+F)}$

无局部反馈校正器的控制系统闭环传递函数为 $\Phi(s) = \frac{K}{Js^2 + Fs + K}$

加上速度反馈校正后的闭环传递函数为 $\Phi'(s) = \frac{K}{Js^2 + (F + T_d K)s + K}$

式中, J ——系统的等效转动惯量;

F ——系统的等效黏性摩擦系数;

K ——未加校正器时的系统开环增益。

比较两式可知,用反馈校正后,系统的阻尼(由分母中第二项的系数决定)增加了,因而阻尼比 ζ 增大,超调量 σ 减小,相应地相角裕量 γ 则会增加,故系统的相对稳定性得到改善。

通常,局部反馈校正的设计方法比串联校正复杂。但它有自己的优点,如图 6.11 所示。

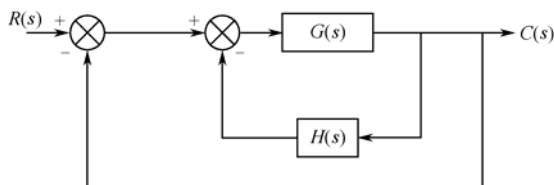


图 6.11 局部反馈校正框图

当 $|G(s)H(s)| \gg 1$ 时，局部反馈部分的等效传递函数：

$$\frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \approx \frac{1}{H(s)}$$

因此，被局部反馈所包围部分的元件的非线性或参数的波动对控制系统性能的影响可以忽略。基于这一特点，采用局部速度反馈校正可以达到改善系统性能的目的。

6.3.2 机械结构弹性变形对系统的影响

结构谐振（机械谐振）：由传动系统的弹性变形而产生的振动。

1. 结构谐振的影响

由于机械装置具有柔性，其物理模型可简化为质量—弹簧—阻尼系统。例如机床进给系统中，床身、电动机、减速箱、各传动轴都有不同程度的弹性变形，并具有一定的固有谐振频率。对于一般要求的系统，控制系统的频带比较窄，只要传动系统设计的刚度较大，结构谐振频率通常远大于闭环上限频率，故结构谐振问题并不突出。

随着科学技术的发展，对控制系统的精度和响应快速性要求越来越高，这就必须提高控制系统的频带宽度，从而可能导致结构谐振频率逐渐接近控制系统的带宽，甚至可能落到带宽之内，使系统产生自激振荡而无法工作，或使机构损坏。

2. 结构谐振的分析

在机电伺服系统中，机械传动系统的结构形式多种多样。为分析方便，可将整个机械传动系统的弹性变形等效到输出轴上，如图 6.12 所示。

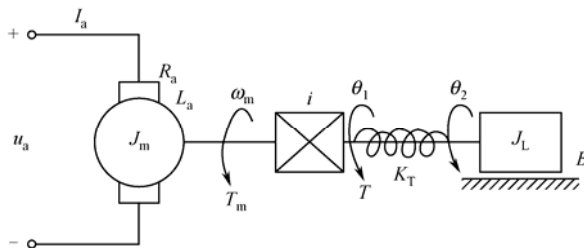


图 6.12 考虑机械弹性变形的传动系统模型

其中， L_a 为电动机电枢回路的电感； R_a 为电动机电枢回路的电阻； J_m 为电动机电枢（转子）的转动惯量； U_a 和 I_a 为电动机的电枢电压和电流； ω_m 为电动机输出轴的角速度； T_m 为电动机的电磁转矩； T 为输出轴的弹性力矩； K_T 为扭转变形弹性系数； θ_1 、 θ_2 为弹性轴输入/输出端角位移； J_L 为被控对象 A 的负载惯量； B 为黏性阻尼系数； i 为减速器的减速比。由

图可得到下面的方程组：

$$\begin{cases} U_a = K_a \omega_m + I_a (R_a + L_a s) \\ T_m = K_m I_a \\ T_m = J_m s \omega_m + T / i \\ \omega_m = i s \theta_1 \\ T = K_T (\theta_1 - \theta_2) = K_T \theta \\ T = J_L s^2 \theta_2 + B s \theta_2 \end{cases}$$

并据此得到系统的结构，如图 6.13 所示。

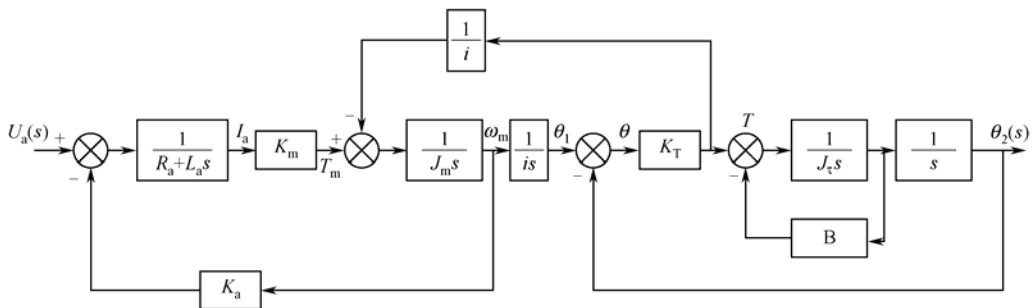


图 6.13 考虑弹性变形时的系统结构图

进一步可简化成图 6.14 所示的形式，其中， $\tau_a = L_a / R_a$ 为伺服电机的电磁时间常数， $J'_m = J_m i^2$ 是从电动机输出轴折算到减速器输出轴上的等效转动惯量。

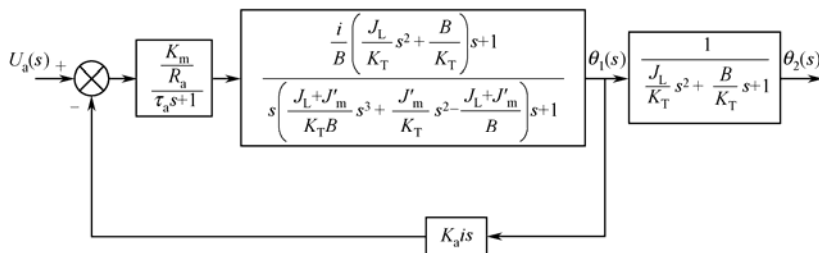


图 6.14 等效结构图

可以看出，由于传动装置的弹性变形，不仅 θ_1 到 θ_2 之间存在一个振荡环节，而且在电动机的等效传递函数中，分子和分母都增加了高次项。只有当 $K_T = \infty$ ，即为纯刚性传动时，才与不考虑弹性变形时的系统结构相一致。

传递函数为

$$G(s) = \frac{\Theta_2(s)}{U_a(s)} = \frac{K_m i}{R_a B} / \left\{ s \left[(\tau_a s + 1) \left(\frac{J_L + J'_m}{K_T B} s^3 + \frac{J'_m}{K_T} s^2 + \frac{J_L + J'_m}{B} s + 1 \right) + \frac{K_m K_a i^2}{R_a B} \left(\frac{J_L}{K_T} s^2 + \frac{B}{K_T} s + 1 \right) \right] \right\}$$

当 L_a 与 B 可以忽略不计时，传递函数可以简化为

$$G(s) = \frac{\Theta_2(s)}{U_a(s)} = \frac{\frac{1}{K_a i}}{\left\{ s \left[\frac{R_a J_m}{K_a K_m} \frac{J_L}{K_T} s^3 + \frac{J_L}{K_T} s^2 + \frac{R_a (J_m i^2 + J_L)}{K_a K_m i^2} s + 1 \right] \right\}}$$

式中, $\tau_m = \frac{R_a J_m}{K_a K_m}$ 为电动机的机电时间常数; $1/\tau$ 为电动机的机电时间常数; $\tau = \sqrt{J_L / K_T}$ 为机械自振角频率; $\tau_L = R_a J_L / (K_a K_m i^2)$ 为被控对象的等效时间常数, 用根轨迹法对上式的分母进行因式分解, 将其改写为

$$G(s) = \frac{\Theta_2(s)}{U_a(s)} = \frac{1}{K_a i \tau_L s^2} - \frac{\tau_L s}{(\tau_m s + 1)(\tau^2 s^2 + 1) + \tau_L s}$$

简化后的等效框图和小闭环的开环根轨迹如图 6.15 所示 (可见, 小闭环的开环极点包括一个负实极点和一对共扼复极点)。

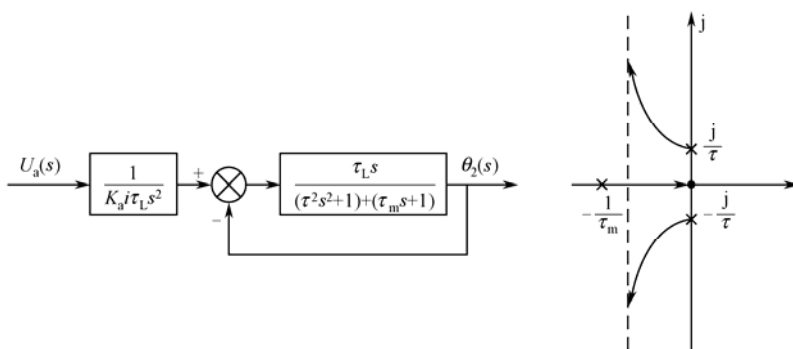


图 6.15 等效结构图及根轨迹

由于 τ_L 的值很小, 可以忽略, 故小闭环的闭环极点离开环极点 $-1/\tau_m$ 、 j/τ 、 $-j/\tau$ 也不远。小闭环传递函数分母可以写成:

$$(\tau_m s + 1)(\tau^2 s^2 + 1) + \tau_L s \approx (\tau'_m s + 1)(\tau'^2 s^2 + 2\zeta\tau' s + 1)$$

式中, τ'_m 的数值与 τ_m 相近, τ' 的数值与 τ 相近, 因此, 最终的传递函数为:

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{\Theta_2(s)}{U_a(s)} \approx \frac{1}{K_a i \tau_L s^2} \frac{\tau_L s}{(\tau'_m s + 1)(\tau'^2 s^2 + 2\zeta\tau' s + 1)} \\ &= \frac{1}{K_a i} \frac{1}{s(\tau'_m s + 1)(\tau'^2 s^2 + 2\zeta\tau' s + 1)} \end{aligned}$$

可见, 考虑弹性变形时, 伺服系统的传递函数既有积分环节和惯性环节, 又有振荡环节。由于共扼复根靠虚轴很近, 即相对阻尼比很小 ($0.01 < \zeta < 0.1$), 因此, 这样的振荡环节具有较高的谐振峰值。而当 $K_T = \infty$, 即为纯刚性传动时, 可知: 不考虑弹性变形时, 伺服系统的传递函数只有积分环节和惯性环节。

当被控对象负载惯量 J_L 降低, 传动装置刚性 K_T 升高, 则结构谐振的频率 ω_n 升高; 当被控对象负载惯量 J_L 升高, 传动装置刚性 K_T 降低, 则结构谐振的频率 ω_n 降低。

传动装置弹性变形对系统稳定性的影响如图 6.16 所示, 若 ω_n 处在系统的通频带之外 (即高频段), 就可以认为结构谐振对整个伺服系统的动态性能没有影响 (图中实线); 若

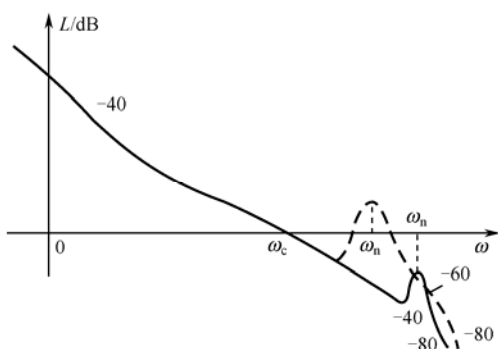


图 6.16 传动装置弹性变形对系统稳定性影响

ω_n 处于系统的中频段 (图中虚线), 结构谐振对伺服系统的影响就会很大, 致使系统在附近产生自激振荡。对要求加速度很大、快速性能好的系统, 由于通频带较宽, 因而更容易出现自激振荡。

3. 减小或消除结构谐振的措施

由结构谐振的分析可知, 结构谐振与系统的阻尼比、结构谐振频率等有关, 为此, 提出如下减小或消除结构谐振的措施:

(1) 提高谐振频率

结构谐振频率 ω_n 处在系统的通频带之外时, 对整个伺服系统的动态性能没有影响。通常选择 $\omega_n \geq (8 \sim 10) \omega_c$ (ω_c 为剪切频率)。提高 ω_n 的根本办法是增加传动系统的刚度、减小负载的转动惯量和采用合理的结构布置。

例如, 选用弹性模量高、密度小的材料。增加刚度主要是加大传动系统最后几根轴的刚度, 因为末级轴的刚度对等效刚度的影响最大, 或者采用无齿轮传动装置, 因为齿轮传动中齿隙会降低系统的谐振频率。减小惯性元件之间的距离也是提高传动系统刚度的一个措施。

(2) 提高机械阻尼

提高阻尼可降低谐振峰值, 这是解决结构谐振问题的一种经济有效的方法。机械结构本身的阻尼是很小的, 通常采用黏性联轴器, 或在负载端设置液压阻尼器或电磁阻尼器。这都可明显提高系统阻尼。如果结构谐振频率不变, 将阻尼比提高 10 倍, 系统的带宽也可提高 10 倍。

(3) 采用校正网络

在系统中串联如图 6.17 所示的反谐振滤波器校正网络。

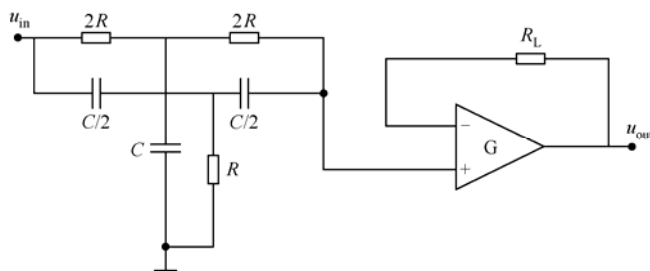


图 6.17 反谐振校正装置

该网络的传递函数为

$$G(s) = \frac{\tau_1 \tau_2 s^2 + (\tau_1 + \tau_2) s + 1}{\tau_1 \tau_2 s^2 + (\tau_1 + \tau_{12} + \tau_2) s + 1}$$

式中, $\tau = mRC$; $\tau_2 = nRC$; $\tau_{12} = RC$ 。

图 6.18 所示为该网络频率特性。

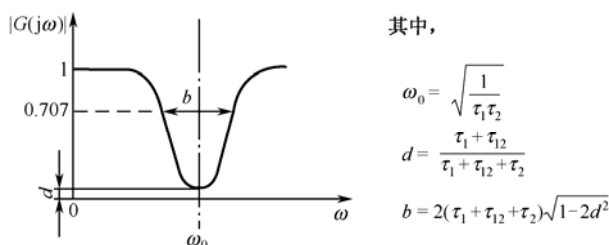


图 6.18 反谐振校正装置的频率特性

由图 6.18 可知, 该网络频率特性有一凹陷处, 将此处对准系统的结构谐振频率 ω_h , 就可抵消或削平结构谐振峰值, 通常把这种滤波叫陷波滤波。

值得注意的是, 实际的机电一体化系统的传动装置较复杂, 结构谐振频率和谐振峰值不只一个, 又由于系统的参数也可能变化, 使谐振频率不能保持恒定, 再加上传动装置存在传动间隙、干摩擦等非线性因素的影响, 使得实际的结构谐振特性十分复杂。用校正 (或补偿) 方法只能近似地削弱结构谐振对伺服系统的影响。对于负载惯量大的伺服系统, 由于其谐振频率低, 严重影响获得系统应有的通频带, 若对系统进行全状态反馈, 可以任意配置系统的极点, 特别是针对结构谐振这一复极点, 进行阻尼的重新配置, 可以有效地克服结构谐振现象的出现。

思 考 题

1. 稳态设计和动态设计各包含哪些内容?
2. 机电一体化系统的伺服系统的稳态设计要从哪两头入手?
3. 简述机电一体化系统的数学模型建立过程及主谐振频率的计算方法, 以及比例调节 (P)、积分调节 (I)、比例—积分调节 (PI) 和比例—积分—微分调节 (PID) 的优缺点。
4. 机电一体化系统在干扰作用下所产生的输出对目标值来说, 全部都是误差吗? 减小或消除机电一体化系统的结构谐振, 工程上常采取哪些措施?
5. 在闭环之外的机械传动链齿轮传动间隙对系统的稳定性有无影响? 为什么?

第7章 典型的机电一体化装置

7.1 喷涂机器人设计

计算机控制的喷涂机器人早在 1975 年就投入运用，它可以避免危害人体的健康，提高经济效益（如节省油漆）和喷涂质量。由于具有可编程能力，所以喷涂机器人能适应于各种应用场合。例如，在汽车工业上，可利用喷涂机器人对下车架和前灯区域、轮孔、窗口、下承板、发动机部件、门面以及行李箱等部分进行喷漆。由于能够代替人在危险和恶劣环境下进行喷涂作业，所以喷涂机器人得到了日益广泛的应用。

7.1.1 EP-500S 小型电动喷涂机器人概述

1. EP-500S 小型电动喷涂机器人的性能及技术参数

EP-500S 机器人的研制是基于开发一种经济型喷涂机器人的思想——在满足生产实际需要的前提下，充分利用机电一体化的高度结合，尽量合理简化操作机和控制系统，减少制造成本和开发费用。EP-500S 机器人是一种适合我国国情的经济型机器人。

EP-500S 机器人的技术参数如下：

臂结构形式——空间多关节式。

伺服轴数——5 个。

示教方式——人工集中连续轨迹示教。

驱动方式——混合式步进电机驱动。

控制方式——两级微机控制。

存储容量——640 KB。

用户可编程开关量口——2 个。

工作范围——如图 7.1 所示。

最大速度——单轴 1 m/s；合成 1.7 m/s。

腕部最大持重——3 kg。

操作机外形尺寸——1460×1266×625 mm。

操作机重量——300 kg。

电源——3 相 380 V/50 Hz，2 kW。

2. EP-500S 机器人的设计方案、设计思想、方法与特色

这里仅介绍操作机设计。

EP-500S 喷涂机器人操作机设计以喷涂中、小型电动机及电视机壳、电风扇等中、小喷涂对象为依据，工作范围必须包络 1.4×1.0×0.5 m 大小的立体空间，最大喷涂速度为 1 m/s，位置

重复精度为 $\pm 5\text{ mm}$ 。

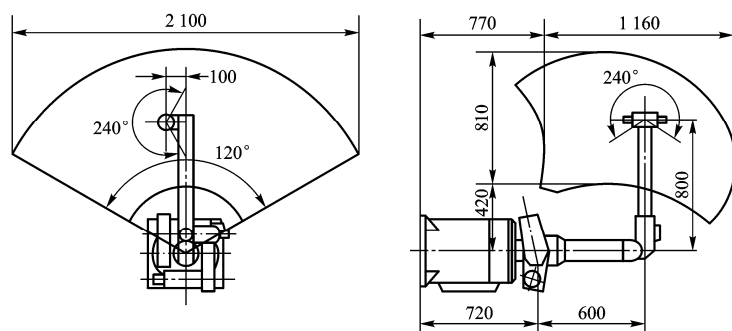


图 7.1 EP-500S 机器人的工作范围

(1) 传动机构

操作机的臂结构形式选用空间关节式结构,在相同臂长度的条件下,它的工作范围比其他结构形式的操作机大。对于只有较小负载而移动速度较大的喷涂作业,选用空间关节式操作机是合适的。

实现对复杂形面喷涂动作的位置和姿态需要 6 个自由度,但对一般形面的喷涂只需 5 个自由度。EP-500S 机器人喷涂中、小型零件,不考虑内部喷涂,操作机选用 5 个自由度。3 个自由度实现位置移动,2 个自由度实现姿态变化。操作机腕部布置两个相互垂直的伺服轴,能很方便地产生喷枪的姿态变化动作。位置轴采用了 3 个独立、无耦合的伺服轴。上臂与减速机之间用链条、链轮传动。这种机构既把上、下臂之间的运动分开,互不影响,又可实现上臂平衡机构的力矩传递。该机构结构紧凑,传动简单。操作机各自由度均采用直齿轮减速传动机构,位置轴采用轴距调隙机构。EP-500S 机器人操作机具有结构简单、紧凑,制造容易,工作范围大等特点(见图 7.2)。

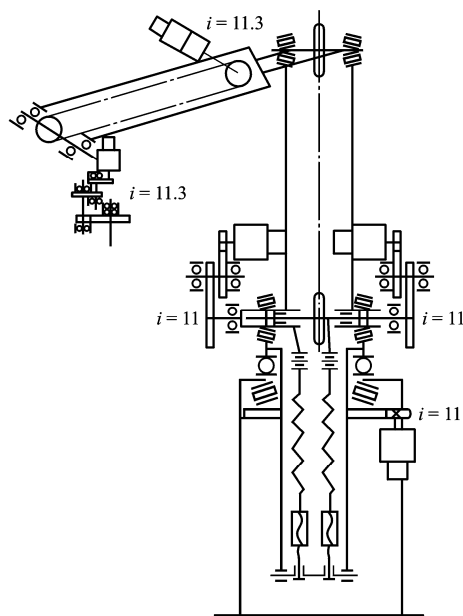


图 7.2 EP-500S 机器人传动机构

(2) 示教轻动化问题

EP-500S 机器人采用手把手集中示教方式,这种示教方式编程简单、直观,示教效率高,示教质量好(对喷涂作业而言),同时也大大简化了控制系统的功能和硬件、软件构成。手把手集中示教是一种很受用户欢迎的示教方法。为了实现手把手集中示教功能,在操作机上采用以下技术措施:

① 合理选择各自由度传动机构的减速比。考虑逆传动条件和各自由度示教施力臂大小,选择减速比 $i \approx 11$ 这一减速比值能承受示教时机构逆传动过程中的惯性负载和摩擦负载,满足人工手把手集中示教的动力要求。

② 布置、安排机构时考虑示教顺应性。3 个位置轴的基本运动与直角坐标系 X、Y、Z 轴近似,姿态轴又与其垂直,在这样的机构布置下,示教操作方便,施力容易。同时考虑各轴逆传动负载的大小互相接近,进而减小示教操作的相互影响。

③ 减小各种传动负载。合理设计机械机构,可减小摩擦负载;因各构件质量尽量向回

转中心方向布置,运动部件又采用了轻合金材料,故减少了惯性矩和重力矩。

④ 采用弹簧平衡机构平衡关节臂重力矩。图 7.3 所示为 EP-500S 机器人弹簧平衡机构,经优化设计后,该机构可以平衡 90% 以上的臂重力矩,使示教合力小于 30 N。这样不仅大大减小了手把手示教负载,也减小了大、小臂驱动电动机的工作负载。

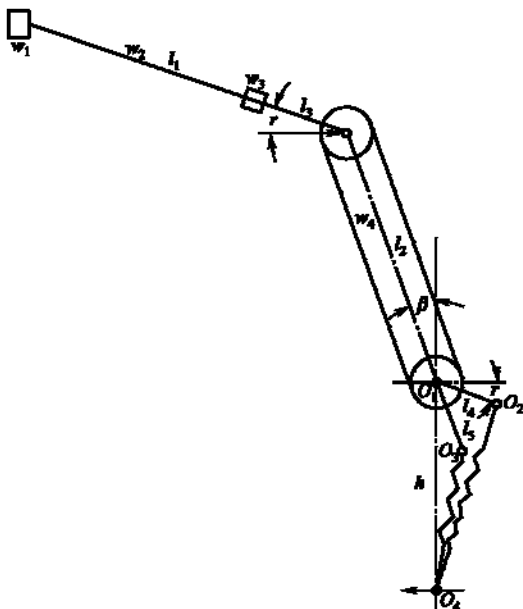


图 7.3 EP-500S 机器人弹簧平衡机构

3. EP-500S 机器人控制系统的结构与原理

EP-500S 机器人控制系统采用两级微机控制,控制系统方框图如图 7.4 所示。

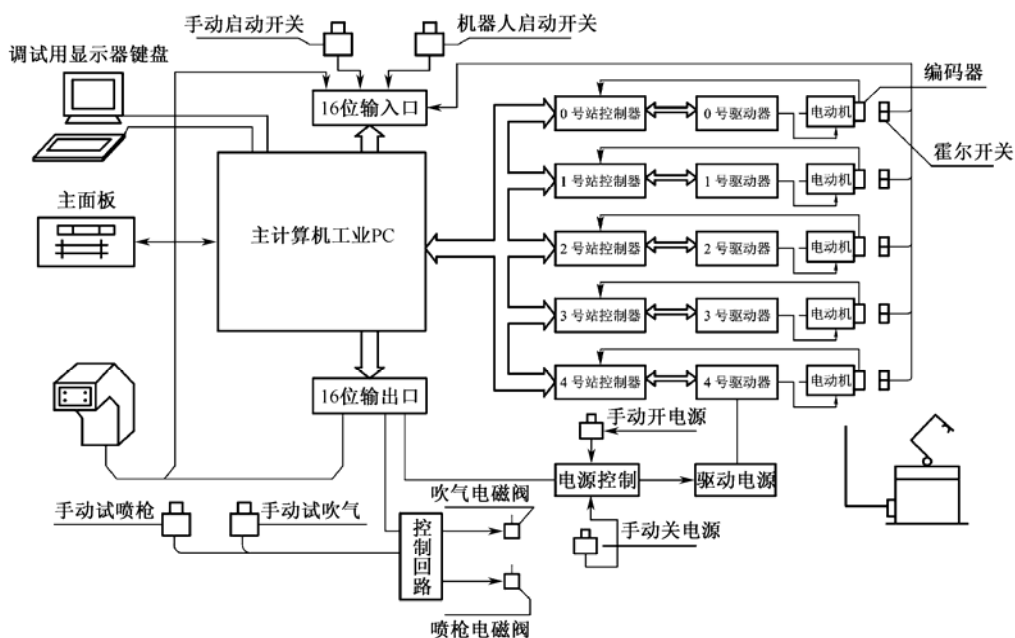


图 7.4 EP-500S 机器人控制系统框图

(1) 控制系统构成

① 上位机与下位机控制。

控制系统的上位机是系统的核心。EP-500S 机器人控制系统上位机采用工业控制 286 微型计算机。这种工控机抗干扰能力强,性能价格比高,适合经济型机器人的控制要求。上位机完成以下控制功能:人机界面信息处理;与各从机进行各种信息交换,示教时把各伺服轴和可编程开关量状态数据转换成文件形式存储在虚拟盘中,对示教数据进行运算,变换成再现位置数据后发送给各从机;处理机器人各种输入开关量,如启动信号、各轴的限位开关信号以及可编程开关量(喷枪开/关等)信号;处理各种输出开关量信号,如功率电源控制、喷枪电磁阀控制以及各种指示灯的显示控制信号。

下位机(从机)采用 8031 微处理器作为它的主控制器。它完成以下控制:在示教状态,对各轴的运动位置数据进行采样、暂存;再现时,把上位机发来的再现数据进行运算处理,变换成驱动器能接收的驱动脉冲,定时发送给步进电机驱动器;示教再现时,与上位机进行数据及各种命令码信息的交换。

② 伺服系统与电源。

EP-500S 机器人伺服系统由控制器、驱动器、步进电机和光栅编码器组成。控制器就是从机控制系统,每一个伺服轴由一个控制器分别进行控制。驱动器采用 Parker 公司生产的 CD80M 驱动器。该驱动器采用 PWM 脉宽调制、输出恒流控制,其细分范围大,可在 1~20 细分范围内改变参数;使用电压范围宽,性能比较优良。步进电机采用混合式,它具有输出机械特性硬、在低速区无振荡、驱动能力强等优点,适合喷涂机器人速度变化范围大的驱动要求。另外,这种电动机的低速大转矩性能能较好地满足示教轻动化、小减速比的要求。步进电机一般比其他类型的伺服电机价格便宜。光栅编码器与电动机同轴连接,把示教的角位移转换成正交方波信号,送给各轴控制器的采样电路。伺服系统采用增量光栅编码器进行位置检测,再现运行时,步进电机实行开环控制。示教和再现运行时,伺服系统必须进行自动零位归复。图 7.5 所示为 EP-500S 步进电机驱动电源框图。

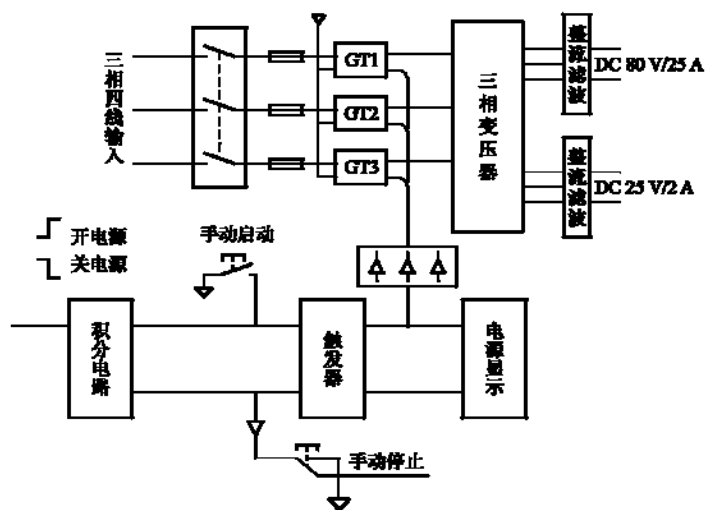


图 7.5 EP-500S 机器人步进电机驱动电源

③ 机器人主、从机之间的通信。

控制系统中主计算机与 5 个从机之间的通信采用并行通信方式，如图 7.6 所示。用 8255 芯片 A 口与 C 口组成带双向握手的双向并行口，主机和从机都具有双向主动发言特性。这种双向握手的并行通信方式的特点是传送数据速度快，传送一个字节的的数据仅需要几个微秒时间，比一般的串行通信方式速度高 2~3 个数量级。采用双向带握手的并行通信方式传送数据，准确性很高，因而提高了控制系统的可靠性。

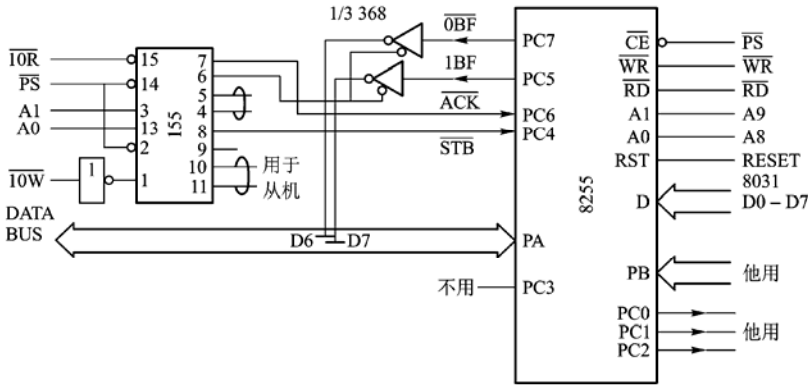


图 7.6 EP-500S 机器人主、从机之间的通信

(2) 示教与再现

EP-500S 喷涂机器人采用手把手集中示教编辑方式，喷涂程序在示教的同时产生。当人工拖动机器人腕部和喷枪示教（进行喷涂作业）时，各伺服轴上的步进电机与光栅编码器由于逆传动而旋转，各轴控制器分别对编码器产生的角位移脉冲量进行采样，存储可编程开关量（控制喷枪开关和辅助装置运行）的工作状态。再现时的程序可由工件识别装置确定或人工设定。

4. 应用范围及推广前景

EP-500S 小型电动机器人采用了新型混和式步进电机作为驱动系统，所以成本仅为交流伺服驱动机器人的 1/3~1/2。它具有结构紧凑、操作示教方便、造价低廉等特点，适合我国目前的国情，应用范围十分广泛，可用于电视机、风扇等家用电器，以及中小型电动机、仪器、仪表等工业电器的喷漆和喷粉作业，也适用于汽车零部件的涂覆和卫生陶瓷、搪瓷制品的喷釉工作。

7.1.2 EP-500S 小型电动喷涂机器人在自动喷涂生产线上的应用

EP-500S 喷涂机器人已经成功地应用于中小型电动机、汽车后桥、照明灯、卫生陶瓷和电器开关的喷涂作业。机器人自动喷涂的应用不仅提高、稳定了喷涂质量，更重要的是把涂装工人从恶劣的喷涂工作环境中解放出来，具有重大的社会效益。

图 7.7 所示为 EP-500S 喷涂机器人应用在大连电动机厂的出口电动机自动喷涂生产线上的应用情况。该自动喷涂生产线上应用了两台喷涂机器人，一台机器人喷涂底漆，另外一台喷涂面漆。自动喷涂生产线的技术参数如下：

被喷涂对象——Y 系列中、小型电动机。

被喷涂电动机品种——18 种。

上下电动机方式——平衡吊。

工件输送方式——旋挂式输送链。

链速度——0.8 m/min。

挂具节距——0.8 m。

工件输送姿态变化方式——齿轮与齿条传动 360°自动旋转变换方式。

生产节拍——每分钟 1 台。

喷涂方式——自动空气喷枪喷涂。

喷枪型号——DEVILBISS AGG-501。

喷涂时间——40 s。

涂料品种——双组分氨基油漆。

喷涂覆盖要求——100%。

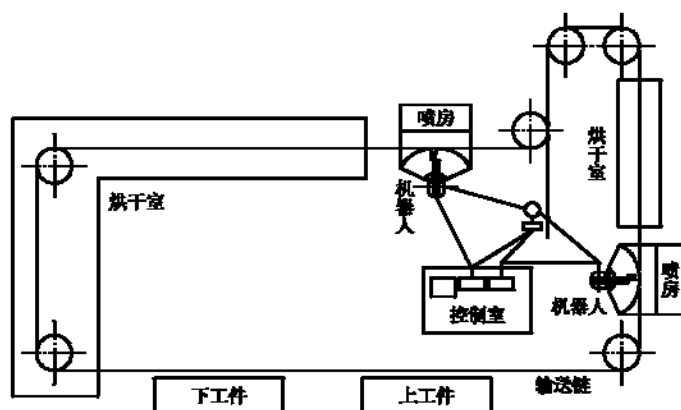


图 7.7 EP-500S 机器人应用在出口电动机自动喷涂生产线上

7.2 汽车防抱死制动系统 (ABS) 设计

7.2.1 概述

1. 汽车电子控制技术发展概况

随着现代汽车技术的不断发展,以微型计算机和传感器为基础的机电一体化技术在汽车上获得广泛的应用,汽车中传统的机械系统逐渐被基于微处理器和传感器的机电一体化系统所代替,现代汽车已发展成机械技术、电子技术与信息科学紧密结合的高科技产品。汽车电子控制技术发展的特征之一是应用范围不断拓宽。据不完全统计,目前汽车上已经使用和正在开发中的机电一体化系统达数十种之多,按照应用领域可以分为三个方面:

(1) 发动机

包括汽油机燃油喷射控制系统,柴油机燃油喷射控制系统,泵喷嘴,共轨系统,增压器自动控制系统,发动机与变速器联合控制系统,柴油机启动控制系统,废气再循环自动控制系统,电子控制消声器,冷却系自动控制系统。

(2) 底盘

包括变速器自动控制系统,无级变速自动控制系统,离合器自动控制系统,电子控制动力转向系统,主动、半主动悬架系统,电子控制空气悬架系统,防抱死制动系统,驱动力防

滑转系统, 车速自动控制系统, 汽车无人驾驶系统。

(3) 其他

包括刮雨器自动控制, 车窗开关自动控制, 安全气囊, 全自动空调, 汽车导航系统。

以上各种机电一体化系统, 特别是电子控制喷油系统、防抱死制动系统、驱动防滑控制系统、电子控制悬架系统及自动导航系统等在汽车上的成功应用, 明显地提高了汽车的经济性、安全性、可靠性和舒适性, 减少了汽车有害尾气的排放, 降低了汽车的环境噪声污染。

2. 汽车防抱死制动系统 ABS 工作原理

汽车防抱死制动系统是汽车上应用最为广泛和成功的机电一体化系统之一, 其英文名称为 Antilock Braking System, 简称 ABS, 它是汽车上的一种主动安全装置, 用于防止汽车制动时车轮抱死, 以获得最佳制动效果。实现制动距离尽可能短 (即车轮与路面之间的制动力尽可能大), 汽车的方向稳定, 不发生侧滑与跑偏。

制动时, 特别是紧急制动时, 如果作用在制动鼓或制动盘上的制动力太大, 将车轮抱死, 车轮与路面之间的路面制动力及侧向力减小, 难以达到最佳制动效果。有经验的驾驶员有时采用所谓的“点刹”, 即先将制动踏板踩到底, 稍微放松一下以后再踩到底, 如此反复进行, 直到汽车停住为止。ABS 实际上就是这种制动过程的自动控制系统, 它根据车轮的运动状态自动调节作用在制动盘或制动轮鼓上的制动力, 防止制动轮抱死, 使车轮与道路路面之间的制动力和侧向力尽可能达到最大, 从而减小制动距离, 提高制动时汽车行驶方向稳定性。

汽车防抱死制动系统主要由轮速传感器、电子控制单元 (Electrical Control Unit, ECU) 和 ABS 执行器等组成 (见图 7.8)。其中, 轮速传感器安装在汽车驱动轮上, 连续不断地测取车轮的转速, 并将这些信号传递给 ABS ECU, 电子控制单元将检测到的转速信号处理后与预先存储在电子控制单元中的参考值进行比较, 如果车轮的角减速度急剧增大, 表明该车轮即将抱死, ABS ECU 指示执行器降低该车轮制动轮缸的制动液压, 车轮开始转动; 当传感器的信号表明车轮又正常转动时, ABS ECU 又发出指令升高车轮制动轮缸的制动液压, 而执行器则根据电子控制单元的指令“降低”、“增大”或“保持”各车轮制动轮缸的制动液压, 从而以脉冲形式 (每秒约 4~10 次) 进行制动压力的调节, 将车轮的滑移率始终控制在最佳滑移率范围内, 从而保证在制动过程中车轮与路面之间的地面制动力和侧向力最大, 缩短制动距离, 最大限度地保证制动时车轮的稳定性, 提高安全性。

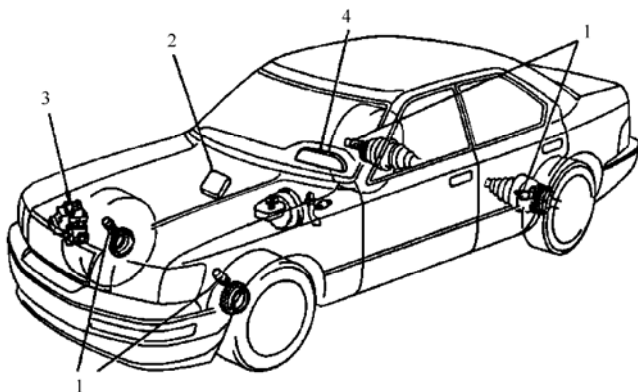


图 7.8 ABS 示意图

1—轮速传感器; 2—电子控制单元; 3—ABS 执行器; 4—ABS 信号线

7.2.2 制动过程分析

1. 制动过程中车轮的受力及运动分析

汽车的制动效果与制动过程中车轮的运动状态及车轮与路面之间的作用力密切相关。为了研究车轮的运动及车轮和路面之间的作用力，建立如图 7.9 所示的轮胎坐标系（为简化起见，车轮的内外倾角没有考虑）。坐标系的原点位于轮胎与路面接触面（简称轮胎接地区）的中心， X 轴位于地平面上，正向指向车轮的前进方向。 Y 轴在地平面上且垂直于 X 轴，正向指向车轮的左侧。 Z 轴与地面垂直，正方向向上。图中车轮的滚动方向与车轮前进方向之间的夹角 α 称为侧偏角。

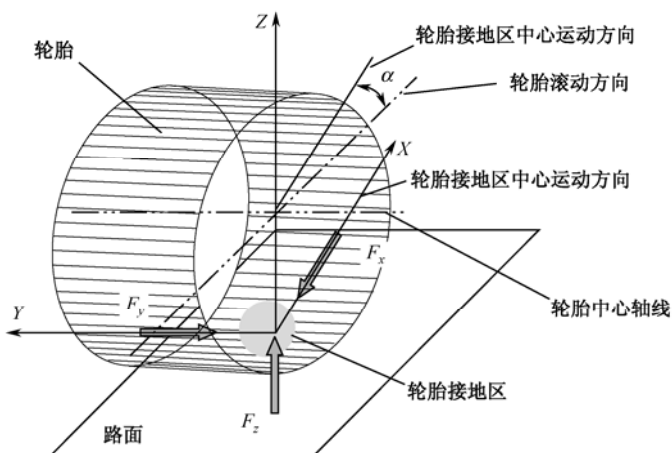


图 7.9 轮胎坐标系

制动过程中路面对轮胎的作用力可分解为三个坐标轴方向的分力：沿 X 轴方向的分力 F_x ，即为地面制动力，又称纵向力；沿 Y 轴方向的分力 F_y ，称为侧向力，或称横向力；沿 Z 轴方向的分力 F_z ，为路面对轮胎的法向反作用力。

地面制动力和侧向力实质上是轮胎与路面之间的“摩擦力”，与汽车轮胎上所受的法向反作用力 F_z 成正比，即

$$F_x = f_x F_z, \quad F_y = f_y F_z$$

式中比例系数 f_x 和 f_y 分别称为制动力系数和侧向力系数。在后面的分析中将会看到，制动力系数和侧向力系数与车轮的运动状态有关，在制动过程中是动态变化的。

制动过程中车轮的运动状态分为纯滚动、纯滑动和边滚边滑。如果汽车的行驶速度，即车轮中心的运动速度与车轮滚动的圆周速度相同，则车轮在路面上做纯滚动；如果驾驶员通过制动控制装置向制动轮施加的作用力足够大，将制动轮抱死，此时汽车在自身惯性力的推动下继续向前运动，则车轮在路面上做纯滑动；当制动轮受到制动器制动力的作用而又没有抱死时，一方面，由于制动器制动力的作用，车轮滚动的圆周速度降低，另一方面，在汽车自身惯性力的作用下，汽车继续向前运动，且行驶速度大于车轮滚动的圆周速度，轮胎与路面之间产生相对滑移，车轮处于边滚边滑的状态。作用在制动轮上的制动器制动力越大，车轮滚动的成分越少，而滑动的成分越多。一般用制动滑移率来描述制动过程中的滑移程度，其定义为（见图 7.10）：

$$S = \frac{v - v_R}{v}$$

$$v_R = r\omega$$

式中, S ——制动滑移率;

v ——汽车行驶速度;

v_R ——车轮圆周速度;

r ——车轮动力半径;

ω ——车轮角速度。

显然, 车轮做纯滚动时, 车轮实际行驶速度与车轮滚动的圆周速度相等, 即 $v = v_R$, 制动滑移率为 0; 车轮做纯滑动, 即车轮抱死时, 车轮的圆周速度为零, 即 $v_R = 0$, 制动滑移率为 1; 车轮既滚动又滑动时, 制动滑移率在 0~1 之间。可见制动滑移率描述了制动过程中车轮滑移的程度, 滑移率值越大, 表明滑移越严重。

以上讨论的是汽车在直线路面上行驶的情形。当汽车转向或行驶在弯曲的道路上时, 由于惯性等因素的作用, 车轮受到侧向力的作用。此时车轮的滚动方向与汽车的行驶方向不一致, 两者之间的夹角称为侧偏角。有侧偏角时的车轮滑移率定义如下 (见图 7.11):

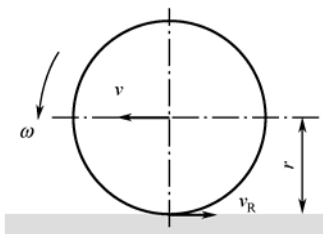


图 7.10 制动滑移率

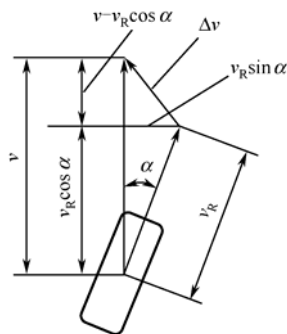


图 7.11 有侧偏角时的车轮滑移率

$$\text{绝对滑移率 } S = \frac{v - v_R}{v}$$

$$\text{纵向滑移率 } S_{bx} = \frac{v - v_R \cos \alpha}{v}$$

$$\text{侧向滑移率 } S_{by} = \frac{v_R \sin \alpha}{v}$$

式中, α 为侧偏角。

2. 制动力系数与侧向力系数特性曲线

制动过程中的地面制动力和转向力都是通过车轮与道路接地面之间的摩擦产生的。汽车道路试验表明, 轮胎的制动力与侧向力, 只有当车轮滚动的圆周速度与车轮的行驶速度之间存在差异时才会产生。换言之, 制动时轮胎与路面之间的制动力系数与滑移率有着密切的关系, 这种函数关系通常用滑移率—制动力系数特性曲线来描述。

图 7.12 给出的是测试得到的典型的滑移率—制动力系数特性曲线。在制动的初始阶段, 随着滑移率的增加, 制动力系数急剧增加, 滑移率增大到最优滑移率 S_m 时, 制动力系数达到最大值 f_m 。此时的制动力系数 f_m 称为峰值附着系数, 一般出现在 $S=0.15\sim 0.2$ 附近。此

后,随着滑移率的继续增加,制动力系数逐渐减小,直至车轮完全抱死,滑移率为1时,制动力系数减小到一个稳定值 f_s ,该值称为滑移附着系数。由图可以看出,只有在曲线上峰值附着系数出现之前的各点(包括峰值附着系数点)(OA段)以及滑移率为1的那一点,制动过程是稳定的。在不稳定区AB段,滑移率对制动力矩十分敏感,很快滑移到抱死状态。

3. 最佳滑移率范围

综合考虑纵向及侧向附着系数与滑移率的特性曲线、路面状态对制动力系数影响、制动力系数特性曲线与车速的关系等影响,得出如下结论:轮胎的附着性能与轮胎的滑移率密切相关。滑移率保持在0.1~0.3之间时,轮胎的纵向附着系数和侧向附着系数都较大。滑移率超出这个范围后,特别是车轮抱死后,纵向附着系数下降,而侧向附着系数降为零。这意味着制动距离加长,而且方向稳定性降低。图7.13中给出的滑移率范围0.1~0.3称为最佳滑移率范围。ABS系统的作用,就是在制动时通过控制车轮的转速,将滑移率范围控制在0.1~0.3之间,从而缩短制动距离,提高车轮制动时的方向稳定性。

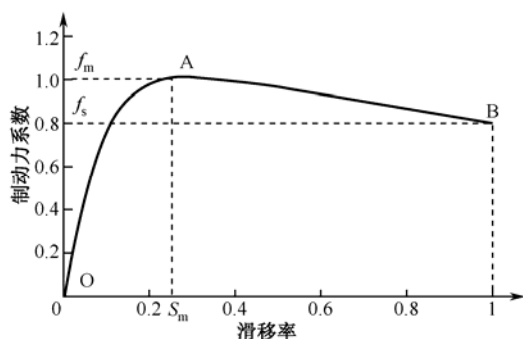


图 7.12 滑移率—制动力系数特性曲线

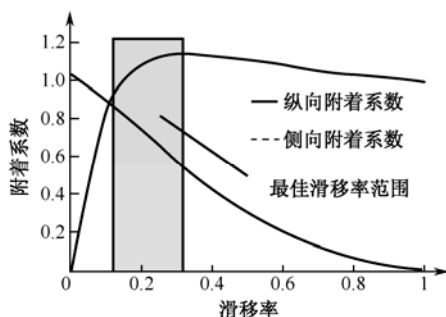


图 7.13 最佳滑移率范围

7.2.3 ABS 的构造与工作原理

同其他机电一体化系统一样,ABS的硬件构成除了机械系统本体(汽车的液压制动系统)以外,主要由传感器、执行器和控制器三部分组成。这里,传感器主要指车轮轮速传感器,其功能是检测车轮转速,并将信号输入控制器;执行器实际上是一个附加在普通液压制动系统上的制动压力调节装置,其功能是自动调节制动轮缸的液压;控制器即前述的ABS ECU,其作用是接收车速、轮速和减速度等传感器的信号,计算出车速、轮速、滑移率和车轮的减速度、加速度,并对这些信号进行分析和判断,根据分析和判断的结果控制ABS执行器的动作。

1. 轮速传感器

如图7.14所示,轮速传感器主要由传感器转子与传感头两部分组成。常见的传感器转子是一个带齿的圆环,由磁阻较小的铁磁性材料制成,一般安装在随车轮一起转动的部件上,如半轴、轮毂或制动盘等,与车轮同步转动。传感头根据极轴形状的不同可以分为凿式、菱式和柱式极轴轮速传感头等,其内部结构基本相同:主要由永磁

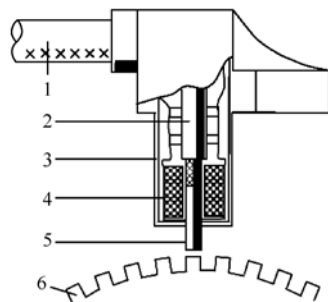


图 7.14 轮速传感器

1—导线; 2—永久磁铁; 3—壳体;
4—线圈; 5—极轴; 6—转子

体磁芯、传感线圈和极轴等组成。传感头直接安装在车轮附近不随车轮转动的部件上,如半轴套管、转向节、制动底板等,极轴端部与传感器转子的轮齿之间保持一定的间隙。

轮速传感器的工作原理如图 7.15 所示。当转子的齿隙与传感头的极轴端部相对应时,极轴端部与齿圈之间的空气隙最大,永磁体磁芯产生的磁力线就不容易通过齿圈,传感线圈周围的磁场就较弱;而当转子上的齿顶与传感头的极轴端部相对应时,极轴端部与齿圈之间的空气隙最小,永磁体磁芯所产生的磁力线就容易通过齿圈,感应线圈周围的磁场就较强。当转子随同车轮转动时,转子的齿顶和齿隙交替地与传感头极轴端部相对,传感器感应线圈周围的磁场随着发生强弱交替变化,在感应线圈中产生交变电压。交变电压的频率与齿圈的齿数成正比。因此,轮速传感头输出的交变电压的频率与相应车轮的转速成正比。通过计算感应线圈感应交变电压的频率即可确定车轮的转速和角加速度。

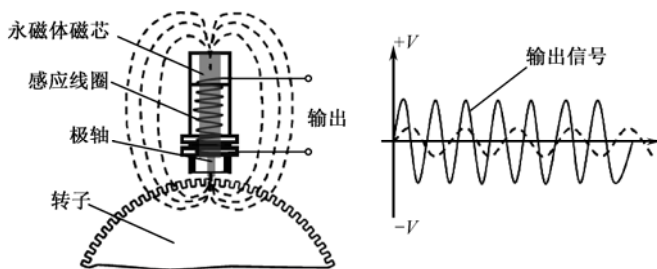


图 7.15 轮速传感器的工作原理

2. ABS 执行器

ABS 执行器又称液压调节器或制动压力调节器,是在普通的液压制动系统上加装的制动液压调节装置,主要由调节制动液压的电磁阀(又称压力控制阀)、电动液压泵和低压储液器等组成。ABS 执行器通常集成为一个整体,安装在制动主缸和制动轮缸之间。

(1) 执行器的构造

① 电磁阀。

电磁阀是 ABS 执行器的核心部件,其作用是控制制动轮缸的进油和出油。ABS 电磁阀主要有二位三通、三位三通和二位二通几种。早期的 ABS 执行器有的采用二位三通或三位三通电磁阀,现代汽车防抱死制动系统用二位二通电磁阀的居多,每个制动轮一般对应两个二位二通电磁阀,一个常开吸入电磁阀,简称进油阀,控制制动主缸到制动轮缸的进油,另一个常闭排出电磁阀,简称出油阀,控制从制动轮缸到电动液压泵和低压储液器的出油。

② 低压储液器和电动液压泵。

低压储液器和电动液压泵是执行器的压力降低装置。当出油阀开启时,从制动轮缸流出的制动液经过低压储液器并由电动液压泵泵回制动主缸中。电动液压泵由电动机驱动,并根据 ECU 的指令运转和停止。

(2) 执行器的工作原理

ABS 执行器液压制动系统的种类很多,但其工作原理大同小异,下面以 Bosch ABS 5 为例分析 ABS 执行器的工作原理。

① 常规制动时(ABS 不工作)。常规制动过程中,ABS 不起作用,ECU 也不向电磁阀输出电压。因此,进油阀 4 保持开启状态,出油阀 7 保持关闭状态,来自制动主缸 2 的制动液经进油阀进入制动轮缸 6,在制动轮缸中建立制动压力,实施汽车制动。此时电动液压泵

10 不工作，位于出油路中的单向阀 11 防止制动液流到液压泵中。放松制动踏板 1 时，车轮制动轮缸中的制动液一部分通过单向阀 5，另一部分经进油阀 4 回流到制动主缸中。以上过程如图 7.16 所示。

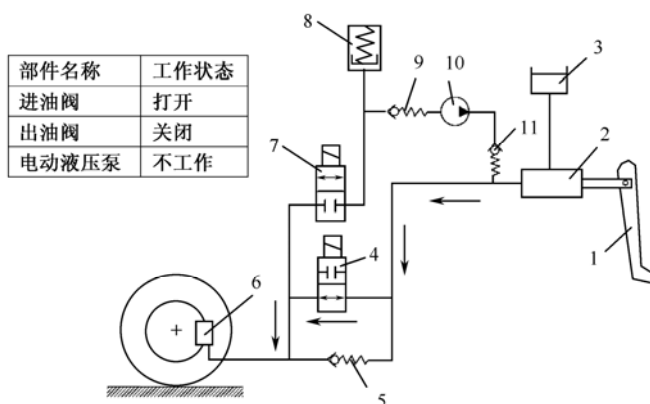


图 7.16 常规制动时，液压制动系统工作原理图

1—制动踏板；2—制动主缸；3—注油容器；4—进油阀；5、9、11—单向阀；

6—制动轮缸；7—出油阀；8—储液罐；10—电动液压泵

② 紧急制动时（ABS 工作）。紧急制动时，当 4 个车轮中的任一车轮即将抱死时，ABS 执行器根据电子控制单元（ECU）传送的信号控制该车轮上制动轮缸中的制动液压，从而达到防止该车轮抱死的目的。

“压力降低”状态。当车轮即将抱死时，ECU 向进油阀和出油阀电磁线圈施加 12 V 的端电压，进油阀关闭，出油阀打开，来自制动主缸的制动液不能流进制动轮缸，制动轮缸中的制动液通过出油阀送至储液罐 8 中。如此作用的结果是车轮制动轮缸中的制动液压下降，制动轮制动力减小，从而达到防止车轮抱死的目的。与此同时，ECU 传送信号给电动液压泵，使之开始工作，将储液罐中的制动液送至制动主缸中。制动管路压力降低的速率是由“压力降低”和“压力保持”两种状态的交替进行来调节的，以上过程如图 7.17 所示。

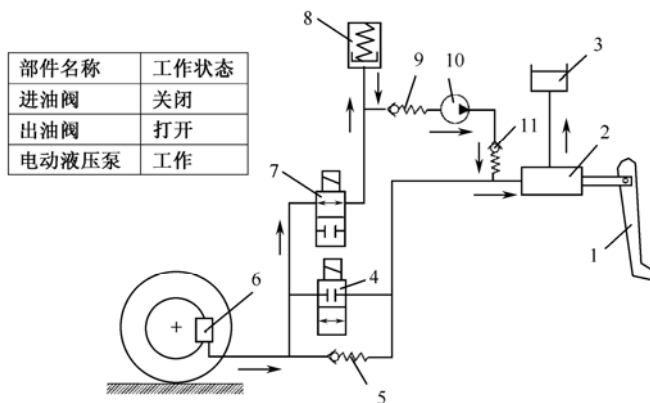


图 7.17 压力降低时，液压制动系统原理图

1—制动踏板；2—制动主缸；3—注油容器；4—进油阀；5、9、11—单向阀；

6—制动轮缸；7—出油阀；8—储液罐；10—电动液压泵

“压力保持”状态。当制动轮缸中的制动压力降低或升高且轮速传感器传送的信号表明轮速已达到预定值时, ECU 给进油阀电磁线圈提供 12 V 的端电压, 给出油阀电磁线圈提供 0 V 的端电压, 进油阀和出油阀都关闭, 制动液在回路中不流动, 制动轮缸中的制动压力保持在该水平上。以上过程如图 7.18 所示。

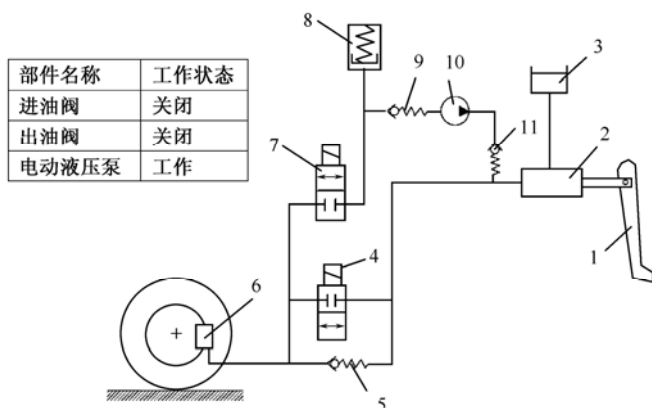


图 7.18 压力保持时，液压制动系统原理图

1—制动踏板; 2—制动主缸; 3—注油容器; 4—进油阀; 5, 9, 11—单向阀;

6—制动轮缸; 7—出油阀; 8—储液罐; 10—电动液压泵

“压力升高”状态。当车轮制动轮缸中的制动管路压力需要升高以提供更大的制动时, ECU 将进油阀和出油阀电磁线圈的端电压均置为 0 V, 进油阀打开, 出油阀关闭, 制动主缸中的制动液经进油阀流至制动轮缸中。如此作用的结果是制动轮缸中的液压升高, 同时产生的制动轮制动力也随之升高。制动管路压力升高的速率是由“压力升高”和“压力保持”两种状态的交替进行来调节的。以上过程如图 7.19 所示。

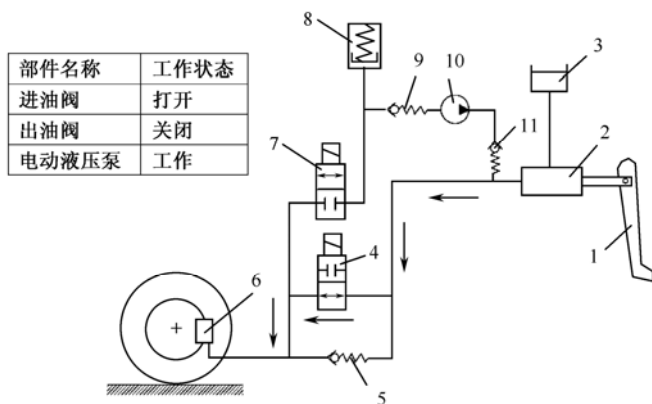


图 7.19 压力升高时，液压制动系统原理图

1—制动踏板; 2—制动主缸; 3—注油容器; 4—进油阀; 5, 9, 11—单向阀;

6—制动轮缸; 7—出油阀; 8—储液罐; 10—电动液压泵

3. ABS ECU

ABS ECU 的主要功能是接收轮速传感器和其他传感器输入的信号, 进行放大、转换、

计算、比较和判断,然后根据判断的结果控制电磁阀的开关和电动液压泵的运转,以控制制动器制动压力。

ABS ECU 是一个基于单片机的控制器,包括硬件和软件两部分。ECU 硬件由输入处理电路、单片计算机、输出处理电路和安全保护电路组成,各组成部分集中安装在一块印制电路板上,并封装在金属壳体内,如图 7.20 所示。ABS ECU 软件是根据 ABS 控制逻辑编写的控制程序,固存在单片计算机的只读存储器 (ROM) 中。

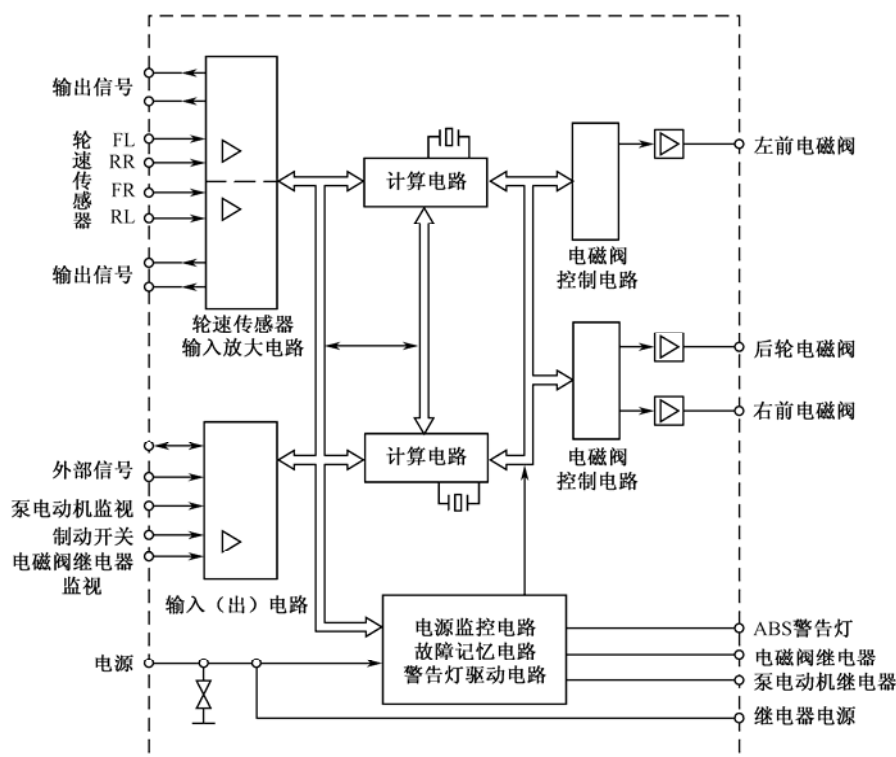


图 7.20 ABS 电子控制单元 ECU

(1) 输入处理电路

输入 ABS ECU 的信号主要有: 轮速传感器信号, 点火开关、制动开关、液位开关等外部信号, 轮速传感器监测信号的反馈信号, 电磁阀继电器、液压泵驱动电动机继电器等工作电路的监测信号等。按照输入信号的形态可以将其分为三种类型: 模拟信号、通断二进制数字信号和连续脉冲数字信号。对于轮速传感器信号这样的模拟信号, 需要进行低通滤波、整形、放大等预处理, 并将处理过的信号通过 A/D 转换器转换成适合单片计算机 CPU 处理的数字信号。对于点火开关、制动开关、液位开关这样的通断二进制数字信号和电磁阀继电器、液压泵驱动电动机继电器监测信号等这样的连续脉冲数字信号, 尽管它们本身是数字信号, 但由于各种各样的原因信号的幅值不适合单片计算机 CPU 直接进行处理 (CPU 的工作电压为 5 V), 必须经过输入处理电路的处理, 变成计算机能处理的数字信号形式后再输入控制器的计算机中, 进行进一步的分析处理。

(2) 单片机

单片机是 ABS ECU 的核心, 也是 ABS 的核心。早期的 ABS ECU 采用 8 位单片机, 目

前采用 16 位单片机的居多,也有的开始采用 32 位单片机。单片机内部的 CPU 将输入的信号按一定的算法进行计算,根据计算的结果确定出相应的控制命令,然后将控制信号通过数字端口 DO 输出,经过模拟电路的驱动功率放大就可以直接驱动电磁阀。

ABS ECU 一般由两个单片机组成,以保证系统工作安全可靠。两个单片机接收同样的输入信号,在进行运算和处理的过程中,通过交互式通信,对两个单片机的结果进行比较,如果处理结果不一致,单片机立即使 ABS 系统退出工作,防止系统发生故障后导致错误控制。

单片机不仅能检测 ECU 内部的工作过程,还能监测系统中有关部件,如轮速传感器、泵电动机工作电路、电磁阀继电器工作电路等的工作状况。当监测到这些电路工作不正常时,也立即向安全保护电路输出停止 ABS 系统工作的指令。

(3) 输出处理电路

输出处理电路将单片机输出的控制信号(如压力增加、保持、减小),通过 D/A 转换器转换成模拟控制信号,通过控制功率放大器向执行器(电磁阀)提供控制电流或电压,驱动执行器工作。

(4) 安全保护电路

安全保护电路由电源控制、故障记忆、继电器驱动和 ABS 警告灯驱动等电路组成。安全保护电路接收汽车电源的电压信号,对电源电压是否稳定在规定的范围内进行监控,将 12 V 或 14 V 电源电压变成 ABS ECU 内部需要的 5 V 标准电压。同时还对继电器电路、ABS 警告灯电路进行控制。当 ABS 出现故障时,如电源电压过低、轮速传感器信号不正常及计算电路、电磁阀控制电路等有故障时,能根据微处理器的指令,切断有关继电器的电源电路,使 ABS 停止工作,恢复常规制动功能,起到失效保护作用。同时,将仪表板上的 ABS 警告灯点亮,提醒驾驶员 ABS 系统出现故障,应进行检修,并将故障存储在存储器内,以便进行自诊断时,将存储的故障信息调出,供维修时使用。

7.2.4 ABS 控制技术

1. ABS 控制通道

ABS 中能独立进行制动压力调节的管路称为控制通道,按照控制通道的数目,ABS 可以分为四通道式、三通道式、双通道式和单通道式,见图 7.21。

四通道式制造成本高,制动过程中容易产生横摆力矩,ABS 采用这种布置方式的很少。双通道式尽管制造成本低,但很难兼顾汽车对制动效能和方向稳定性的要求,ABS 采用这种布置方式的也不多见。实际使用的 ABS 液压系统以三通道式居多。三通道式的前轮有两个独立的控制通道,后轮则只有一个控制通道,在后面的控制方式分析中可以看出,采用这种布置方式,可以充分利用两个前轮的附着力,同时保证制动过程中的方向稳定性。单通道式的控制通道一般布置在汽车的后桥上,其制造成本低,在一些轻型载货车上有较广泛的应用。

2. ABS 控制方式

ABS 控制通道有独立控制、低选择控制、高选择控制、修正的独立控制和智能选择控制几种控制方式。

(1) 独立控制

独立控制是指每个车轮都有其专用的控制通道,与其他车轮无关,即一个轮速传感器对

应一个压力控制阀。独立控制能使每个车轮的制动力系数利用率达到最大值,以获得最佳制动效果。但对于不对称路面,由于制动力系数不同,使左右轮产生的路面制动力不同,导致汽车产生附加的横摆力矩,使汽车难以控制。因此,独立控制系统的制动距离短,但操纵性和方向稳定性不太好,多用于中重型载货车的后轴。

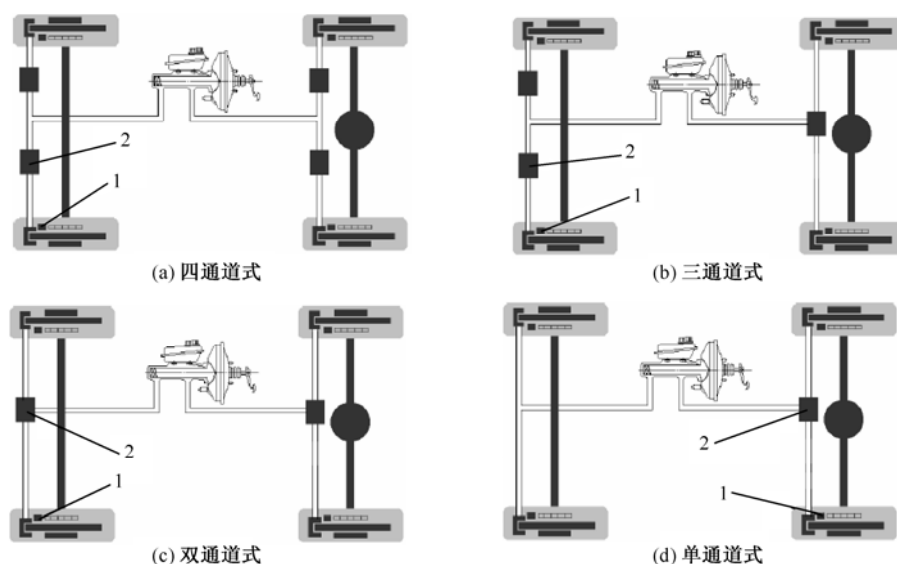


图 7.21 ABS 控制通道

1—转速传感器; 2—压力控制阀

(2) 低选择控制

低选择控制是指一个车桥上的两个车轮由一条通道控制,即两个轮速传感器对应一个压力控制阀。低选择控制的制动压力取决于先抱死的车轮,对于不对称路面,即选择制动力系数较低的一侧车轮。低选择控制使得左右车轮产生的制动力相同,减少或消除了横摆和转向力矩,提高了制动时的操纵稳定性。但这种控制方式使得制动力系数较高的一侧车轮的制动力系数得不到充分利用,使得制动距离加大。对于有着相同制动力系数的路面,低选择控制和独立控制的制动距离是相同的。

(3) 高选择控制

高选择控制也是一个车桥上的两个车轮由一条通道控制,即两个轮速传感器对应一个压力控制阀。但其选择其中制动力系数较高的一侧车轮进行控制,使制动力系数得到充分利用,制动距离短。对于制动力系数不对称的路面,该控制方式会产生附加的横摆力矩,降低制动时的方向稳定性。

(4) 修正的独立控制

修正的独立控制和独立控制一样,每个轮速传感器对应一个压力控制阀。具体控制方式是: 对一个车桥上的左、右轮中制动力系数低的一侧车轮用独立控制,制动力系数高的另一侧按一定的比例以低于最大制动力系数利用率进行控制,或者使其控制压力的建立时间推后一段。

修正的独立控制综合了独立控制和低选择控制的优点,其压力控制阀的特殊运算法则使

得左右车轮的制动压力差控制在规定的范围内,使横摆力矩和转向力矩限定在可以接受的水平内,保证有较好的操纵性和方向稳定性,而制动距离与独立控制相比只略有增加。修正的独立控制 ABS 常用于载重车的前轴。

(5) 智能选择控制

智能选择控制也是一个车桥上的两个车轮由一条通道控制,即两个轮速传感器对应一个压力控制阀。在控制方式上将高、低选择控制有机地结合起来。当 ABS 起作用时,智能选择系统根据路面制动力系数和车轮运动状态选择控制方式。在左、右轮制动力系数相同的路面,选择系统趋向于低选择控制。对于左、右轮制动力系数不同的路面,当制动力低的一侧其制动力系数相对较高时,选择系统也趋向于低选择控制;而其制动力系数相对较低时,选择系统趋向于高选择控制。

3. ABS 控制方法

(1) 逻辑门限值控制

这种控制方法是基于车轮角速度对制动力矩、制动力系数和滑移率的变化十分敏感,在制动过程中,车轮抱死总是出现在 $d\omega/dt$ 相当大的时刻,因此可以预选一个角减速度门限值 $-a$,当实际的角减速度超过此门限值时,ECU 发出指令,开始降低制动压力使车轮得以加速旋转;再选一个角加速度低门限值 $+a_1$,当车轮的角加速度达到此门限值时,ECU 发出指令,使制动压力保持不变;当车轮的角加速度增大到门限值 $+a_2$ 时,又开始增大制动压力,车轮做减速运动。所以可以采用一个轮速传感器作为输入信号,同时在 ECU 中设置合理的车轮角加、减速度门限值,实现防抱死制动的控制,这种方法称为简单逻辑门限值控制,其逻辑判定条件可以表示为:

$d\omega/dt < -a$ 减压。

$d\omega/dt > +a_1$ 保压,上一个为减压过程。

$d\omega/dt > +a_2$ 增压,上一个为保压过程。

简单逻辑门限值控制可以适应不同的路面特性,但当路面制动力系数发生突变时,系统不能快速适应,此外,在初始和高速紧急制动情况下,有可能使防抱制动逻辑在后续的控制中失效,因此需要将角速度和滑移率这两个门限结合起来,以识别不同的路况。目前,ABS 采用的基本上都是基于车轮加、减速度门限值及滑移率的控制方法。

逻辑门限控制具有控制简单,计算量小,便于实现的优点,目前已经在汽车上应用的 ABS 产品几乎无一例外地采用该方法。逻辑门限控制的缺点在于控制系统中的各种门限及保压时间都是通过反复试验得出,耗资巨大,产品开发周期长,而且从理论上讲,在整个控制过程中车轮滑移率并不总是保持在最佳滑移率上,而是在它的附近波动,并未达到最佳的制动效果。

(2) PID 控制

为了进一步提高 ABS 的性能,研究人员正在致力于基于滑移率的控制系统研究。直接用滑移率作为控制目标容易实现连续控制,从而提高 ABS 在制动过程中的平顺性,并最大限度地发挥它的制动性能。实现连续控制的最简单算法是 PID 控制。图 7.22 为 ABS PID 控制的方框图,从图中可以看出,该方法将期望的滑移率 S_T 与实际滑移率 S 之差 e_s 定义为 PID 的输入,由 PID 控制算法算出控制参数值(液压制动系统的液压或气动制动系统的气压 p)反馈给制动系统,构成典型的反馈控制。PID 控制的难点在于 PID 参数的整定,一般结合具

体的汽车用试凑的方法确定，只要 PID 参数选择恰当，就会得到较好的控制效果。

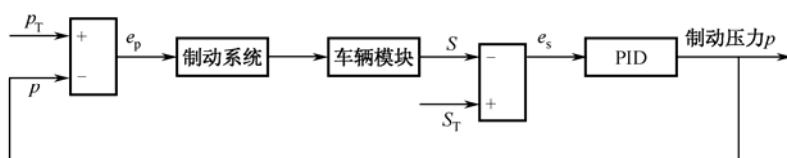


图 7.22 ABS 的 PID 控制

（3）模糊控制

模糊控制也是目前研究人员研究比较多的 ABS 控制方法之一。模糊控制通过模糊逻辑和近似推理方法，把人的经验形式化、模糊化，使之成为计算机可以接受的控制模型。模糊控制是基于经验规则的控制，与系统的模型无关，有很好的鲁棒性和控制规则灵活性，控制规则符合人的思维规律，该控制方法是今后的发展方向。

防抱死制动系统 ABS 的模糊控制方框图见图 7.23。其控制过程是：制动时由制动踏板输出一个阶跃输入，而输入给制动系统一个制动压力设定值 p_T （液压制动系统的液压或气压制动系统的气压），进入求和模块。另一个进入求和模块的是来自模糊控制器的输出变量 p ，求和后输出给伺服系统的是实际给定系统的目标压力值 p_e ，通过限值模块，输入给制动系统（液压制动系统或气动伺服阀系统），求得系统的动态制动力矩，它输入给车辆模块使汽车进行制动，车辆模块输出的是汽车的实际滑移率 S ，它输入给模糊控制器模块，实际滑移率 S 与期望滑移率 S_T 构成误差 e_s ，由模糊控制算法算出控制压力值 p 反馈给制动系统。

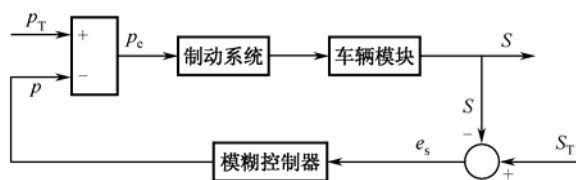


图 7.23 ABS 的模糊控制

4. ABS 控制过程

如前所述，ABS 的控制方法很多，但实际使用的 ABS 主要采用逻辑门限值控制法，控制参数有：车轮角减（加）速度、车轮圆周减（加）速度、制动滑移率、汽车参考速度和汽车减速度等。下面以车轮圆周减（加）速度控制为例，详细讨论 ABS 的控制过程。

图 7.24 所示为 ABS 控制过程中汽车行驶速度 v 、车轮圆周加速度 a 、制动轮缸制动压力 p 和电磁阀开关脉冲信号 mv 的变化曲线。图中 $-a$ 、 $+a_1$ 和 $+a_2$ 为车轮圆周减、加速度的三个门限值， $-a$ 为圆周减速度门限值， $+a_1$ 和 $+a_2$ 分别为圆周加速度低门限和高门限值。 t_{F1} 为滤波滞后时间，指车轮的圆周减速度达到门限值 $-a$ 到 ABS ECU 开始响应时的时间差，一般取为 20~50 ms，目的是使 ABS 对车轮运动状态的变化不产生过敏的响应。 t_{ve} 为响应滞后时间，指从传感器采集数据开始到电磁阀开关动作完成所需要的时间，包括轮速传感器采集一次车轮角加速度信号所需要的时间，ECU 对采集到的信号进行处理所需要的时间，电磁阀开启或关闭所需要的时间等，总计约为 10~15 ms。

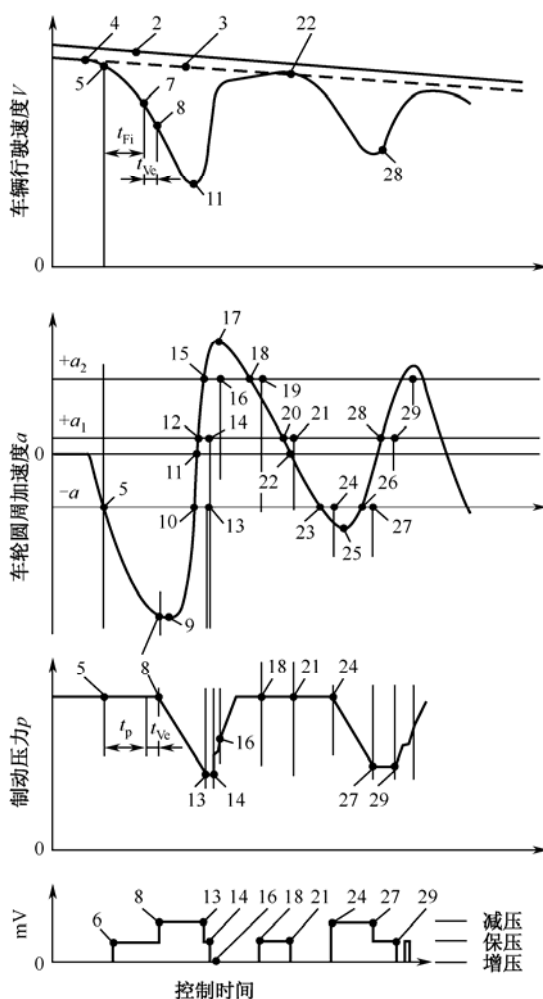


图 7.24 ABS 控制过程

设汽车开始行驶在高制动力系数路面,其对应的滑移率—制动力系数特性曲线如图 7.25

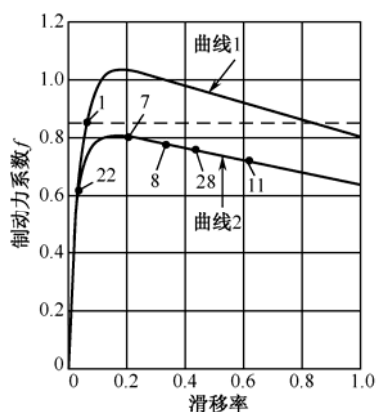


图 7.25 不同路面制动力系数特性曲线

中的曲线 1 所示。紧急制动开始后,轮胎与路面之间产生制动力,相应的制动力系数达到 0.85 (对应图 7.25 中曲线 1 上的点 1)。在该制动力的作用下,汽车产生减速度,行驶速度迅速降低。汽车行驶速度变化如图 7.24 中的斜线 2 所示,图中的虚斜线 3 为车轮圆周速度变化趋势图。由于轮胎与路面之间滑移的存在,车轮圆周速度较汽车行驶速度要小。

又设至点 4 时,汽车行驶至低制动力系数路面,此时的滑移率—制动力系数特性曲线为图 7.25 中的曲线 2,而不是曲线 1,轮胎与路面之间的制动力较之在高制动力系数路面上时要小。在此制动力的作用下,车轮产生角减速度。至车轮圆周加速度变化曲线图中的点 5 处,车轮圆周加速度达到设定的门限值 $-a$ (一般为 -14 m/s^2),ABS ECU 向电磁阀发出“保压”

的指令,等待响应滞后时间 t_{ve} 至电磁阀开关脉冲信号 mv 变化曲线图中的点 6 时,进液电磁阀关闭,ABS 进入“保压”状态。

在“保压”阶段,车轮圆周速度继续急剧下降。经滤波滞后时间 t_{Fi} 至点 7 时,ECU 向电磁阀发出“减压”指令,由于电磁阀响应的滞后,在 ECU 发出“减压”指令 t_{ve} 后,电磁阀在点 8 处将出液口打开,ABS 进入“减压”阶段,制动轮缸中的压力急剧下降,车轮的圆周加速度继续下降至点 9 处的最小值后改变下降趋势,开始上升,直至点 10 处车轮圆周加速度超过圆周减速度门限值 $-a$ 。ECU 再次发出“保压”指令,经响应滞后时间 t_{ve} 后,电磁阀在点 13 处进入“保压”状态。在此之前,车轮圆周加速度在点 11 处变为 0,相应的车轮圆周速度达到最小值。

处于加速状态的车轮在点 12 处达到圆周加速度低门限值 $+a_1$,意味着需要向制动轮缸施加脉冲压力。ECU 发出“增压”指令,经响应滞后时间 t_{ve} 后,至点 14 处脉冲压力作用到制动轮上。与此同时,车轮圆周加速度继续增加,直至在点 15 处超过车轮圆周加速度高门限值 $+a_2$,ECU 继续发出“增压”指令,经响应滞后时间 t_{ve} 后,在点 16 处正常“增压”过程开始,至点 17 处,车轮的圆周加速度上升过程停止。点 17 为车轮圆周加速度变化曲线由上升到下降的转折点。在点 18 处,车轮圆周加速度下降到高门限值 $+a_2$,ECU 发出“保压”指令,经响应滞后时间 t_{ve} 后,在点 19 处第三个“保压”过程开始。

在“保压”过程中,车轮圆周加速度继续减小。至点 20 处,车轮圆周加速度降至低门限值 $+a_1$,ECU 向电磁阀发出“增压”命令,经响应滞后时间 t_{ve} ,在点 21 处新的“增压”过程又开始。在此期间,车轮圆周速度在点 22 处达到最大值后开始下降。车轮圆周加速度继续下降,至点 22 处车轮圆周加速度降至 0,并在点 23 处达到圆周加速度门限值 $-a$ 。此时,ECU 第二次向电磁阀发出“减压”命令,经响应滞后时间 t_{ve} 后,在点 24 处“减压过程”开始。需要指出的是,由于 ABS 正处于控制过程中,故 ECU 无须等待滤波滞后时间 t_{Fi} 后再发出“减压”命令。

“减压”过程开始后,车轮圆周加速度继续减小,至点 25 处,车轮圆周加速度达到最小值。在点 26 处,增加到圆周加速度门限值 $-a$ 。ECU 发出“保压”的命令,经响应滞后时间 t_{ve} 后,在点 27 处“保压”过程开始。在点 28 处,车轮圆周加速度超过低门限值 $+a_1$,需要向制动轮缸施加脉冲压力。ECU 发出“增压”指令,经响应滞后时间 t_{ve} 后,至点 29 处脉冲压力作用到制动轮上。此后,ABS 重复上述的“增压”、“保压”、“减压”过程,直至汽车完成停止行驶为止。

从上面的分析可以看出,车轮圆周加速度控制过程中的响应滞后时间 t_{ve} 是一个非常重要的参数,响应滞后时间 t_{ve} 只要加大几毫秒,ABS 的控制结果就会急剧恶化。通过采用直径精确确定的节流孔,可减小响应滞后时间 t_{ve} 。如前所述, t_{ve} 一般在 10~15 ms 之间。

参 考 文 献

- [1] 潘忠堂. 浅析传感器技术是机电一体化的一项关键技术 [J]. 机械电子工程, 1998 (1): 13~17
- [2] 冯正进. 机电一体化技术进展 [J]. 工业工程, 2000 (1): 1~4
- [3] 黄筱调, 赵松年编著. 机电一体化技术基础及应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1998
- [4] 王信义主编. 机电一体化技术手册 (上册) [M]. 北京: 机械工业出版社, 1999
- [5] 郑堤, 唐可洪. 机电一体化设计基础 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997
- [6] 赵松年, 张奇鹏. 机电一体化机械系统设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1996
- [7] 张君安. 机电一体化系统设计 [M]. 北京: 兵器工业出版社, 1997
- [8] 方文中. 同步带传动—设计·制造·使用 [M]. 上海: 上海科学普及出版社, 1993
- [9] 舒志兵, 周玮等. 交流伺服运动控制系统 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2006
- [10] 钱平等. 伺服系统 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005. 1
- [11] 胡祐德等. 伺服系统原理与设计 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2003
- [12] 金钰等. 伺服系统设计指导 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2000
- [13] 周希章等. 如何正确选用电动机 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2004
- [14] 王季秩, 曲家骥. 执行电动机 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997
- [15] 杨渝钦. 控制电机 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1984
- [16] 卢金鼎. 机电一体化技术 [M]. 北京: 中国轻工业出版社, 1999
- [17] 邱士安. 机电一体化技术 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2004
- [18] 补家武等. 机电一体化技术与系统设计 [M]. 北京: 中国地质大学出版社, 2001
- [19] 万遇良. 机电一体化技术概览 [M]. 北京: 北京工业大学出版社, 1999
- [20] 周祖德, 唐泳洪. 机电一体化控制技术与系统 [M]. 武汉: 华中理工大学出版社, 1999
- [21] 赵再军. 机电一体化概论 [M]. 杭州: 浙江大学出版社, 2004
- [22] 陈荷娟. 机电一体化系统设计 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2008
- [22] 姜培刚, 盖玉先等. 机电一体化系统设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003
- [23] 张立勋等. 机电一体化系统设计 [M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2004
- [24] 张训文. 机电一体化系统设计与应用 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 2006
- [25] 李恩光. 机电伺服控制技术 [M]. 上海: 东华大学出版社, 2003
- [26] 王田苗, 丑武胜. 机电控制基础理论及应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2003
- [27] 黄立培. 电动机控制 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2003
- [28] 郭兴朴等. 电机与控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003
- [29] 任志锦. 电机与电气控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2002
- [30] 冉文. 电机与电气控制 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2006
- [31] 李科杰. 现代传感技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2005
- [32] 侯力. 机电一体化系统设计 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2004
- [33] 朱林. 机电一体化系统设计 [M]. 第二版. 北京: 石油工业出版社, 2008
- [34] 刘极峰. 机器人技术基础 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2006

-
- [35] 程军. 汽车防抱死制动系统的理论与实践 [M]. 北京: 北京理工大学, 1999
- [36] 高钟毓. 机电控制工程 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2002
- [37] 董玉红. 机械控制工程基础 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2006
- [38] 邓海龙. 传感与检测技术 [M]. 北京: 中国纺织出版社, 2008
- [39] 蔡自兴. 机器人学 [M]. 第二版. 北京: 清华大学出版社, 2009
- [40] 赵俊生. 机电系统计算机控制及辅助设计 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2012
- [41] 朱思洪. 机电一体化技术 [M]. 北京: 中国农业出版社, 2004
- [42] 江远志, 郑维智. 汽车 ABS 控制策略仿真研究 [J]. 北京电子科技学院学报, 2011 (2): 26~32
- [43] 余志生. 汽车理论 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2000



欢迎登录 **免费** 获取本书教学资源
<http://www.hxedu.com.cn>

机电一体化系统设计

本书详细地介绍了机电一体化系统的功能、构成、原理和机电一体化的共性关键技术,并系统地介绍了机电一体化系统中机械系统、伺服驱动系统、检测系统、控制系统的设计方法。最后通过典型机电一体化产品的实例,进一步阐述了机电一体化系统设计的分析与综合。全书内容清晰、结构紧凑、实用性强。为了方便学生学习和教师课堂教学,相关章节配有思考题。

本书可作为普通高等院校机械电子工程、机械设计制造及其自动化、数控机床、汽车等相关专业的教材,也可选作相关专业高职高专、成人教育的教材,亦可供相关工程技术人员参考。



策划编辑:严永刚

责任编辑:史鹏举

封面设计:一克米工作室

ISBN 978-7-121-17789-7



9 787121 177897 >

定价:29.00元